

JOÃO AMÉRICO VILELA JÚNIOR

**ALIMENTAÇÃO PULSADA DAS LÂMPADAS HPS
EM ALTA FREQUÊNCIA**

FLORIANÓPOLIS

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALIMENTAÇÃO PULSADA DAS LÂMPADAS HPS
EM ALTA FREQUÊNCIA

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

JOÃO AMÉRICO VILELA JÚNIOR

Florianópolis, Fevereiro de 2007.

ALIMENTAÇÃO PULSADA DAS LÂMPADAS HPS EM ALTA FREQUÊNCIA

JOÃO AMÉRICO VILELA JÚNIOR

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica,
Área de Concentração em *Eletrônica de Potência*, e aprovada em sua forma final pelo
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa
Catarina.’

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente

Prof. João Batista Vieira Jr., Dr.

Prof. José Luiz de Freitas Vieira, Dr.

Prof. Anderson Soares André, Dr.

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

A DEUS

Aos meus pais Domingas e João Américo

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Arnaldo José Perin, pela competente orientação e principalmente pela sincera amizade e apoio.

Aos professores participantes de minha banca examinadora, João Batista Vieira Júnior, José Luiz de Freitas Vieira, Anderson Soares André e Samir Ahmad Mussa, pelas contribuições sugeridas ao trabalho.

Aos alunos de graduação Daniel, Eloi, André e Juliano que trabalharam como bolsistas e aos técnicos Rafael, Pacheco e Coelho pela inestimável ajuda.

Aos amigos Flabio, Carlos, Claudinor, Kleber e Edílson, companheiros de sala, e a todos os amigos do INEP que convivi durante o doutorado.

Ao CNPq e à Universidade Federal de Santa Catarina, pelo apoio financeiro para a realização do doutorado.

A Carla minha noiva pelo companheirismo em todos os momentos.

Aos meus pais que sempre me apoiaram e estimularam a fazer o doutorado.

E a Deus fica o mais importante dos agradecimentos, pelo dom da vida.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ALIMENTAÇÃO PULSADA DAS LÂMPADAS HPS EM ALTA FREQUÊNCIA

JOÃO AMÉRICO VILELA JÚNIOR

Fevereiro de 2007.

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétricos.

Palavras-chave: Reator eletrônico, operação pulsada, lâmpadas de descarga de alta pressão, ressonância acústica e modelagem da lâmpada HPS.

Número de Página: 169

RESUMO: Este trabalho apresenta conversores eletrônicos para o acionamento de lâmpadas de descarga com estabilização da corrente pulsada em alta frequência. Utiliza-se um inversor de tensão em ponte completa com o controle por valores de pico da corrente ou um inversor meia ponte utilizando um elemento capacitivo. Esses conversores permitem implementar a variação da intensidade luminosa da lâmpada (dimerização), bem como variar a frequência dos pulsos numa ampla faixa de frequência, evitando o aparecimento da ressonância acústica. Ainda, permitem uma variação da potência em baixa frequência, com a finalidade de melhorar as características calorimétricas da luz emitida por alguns tipos de lâmpadas de descarga, como a de vapor de sódio de alta pressão. Os conversores apresentam uma redução expressiva no volume do circuito de potência, em virtude da retirada do elemento magnético, sendo tanto mais atrativos quanto maior for a potência da lâmpada.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

HIGH FREQUENCY PULSED SUPPLY FOR HPS LAMP

JOÃO AMÉRICO VILELA JÚNIOR

February of 2007.

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Ballast, pulse operation, high pressure discharge lamps, acoustic resonance, model for HPS lamps.

Number of Pages: 169

ABSTRACT: This work describes electronic converters for discharge lamps with high frequency pulsed current stabilization. A voltage inverter is employed either in a Full-Bridge configuration using peak current control or in a Half-Bridge configuration with a capacitive element. These converters allow the luminous intensity of the lamp to vary (dimming), as well as the frequency of the pulses over a wide frequency range, avoiding acoustic resonance to appear; they also allow a low frequency power variation, aiming to improve the color rendering index and correlated color temperature properties of the light emitted by certain types of discharge lamps, such as the high pressure sodium lamps. The converters present a significant reduction in the volume of the power circuit due to the removal of the magnetic element, being even more attractive as the power of the lamp increases.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xi
Simbologia	xix
Capítulo 1 Introdução	1
Capítulo 2 Características das lâmpadas HPS	7
2.1. Introdução	7
2.2. Modelo da lâmpada de vapor de sódio em alta pressão.....	7
2.2.1. Cálculo dos parâmetros da lâmpada influenciados diretamente pela temperatura.....	12
2.2.2. Cálculo das propriedades dos gases presentes na lâmpada	14
2.3. Cálculo do espectro emitido pela lâmpada	23
2.3.1. Cálculo dos coeficientes de absorção.....	25
2.4. Cálculo da potência radiante total.....	28
2.5. Conexão do circuito elétrico com o modelo	31
2.6. Método computacional utilizado para cálculo do modelo	32
2.7. Influência da alimentação no comportamento da lâmpada.....	33
2.7.1. Alimentação da lâmpada com indutância em série	33
2.7.2. Alimentação pulsada da lâmpada com resistência em série.....	35
2.8. Conclusão.....	40
Capítulo 3 Alimentação das lâmpadas HPS sem o elemento estabilizador da corrente.....	42
3.1. Introdução	42
3.2. Análise do comportamento da lâmpada HPS quando alimentada de forma pulsada em baixa frequência.....	43
3.3. Análise do comportamento da lâmpada alimentada em alta frequência.....	49
3.3.1. Controle da temperatura pelo valor de pico da corrente	51
3.4. Alimentação Pulsada em alta frequência com modulação.....	56
3.4.1. Alimentação pulsada em alta frequência com modulação e sem corrente de fervura	59

3.5. Análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada para as diferentes formas de alimentação	61
3.5.1. Análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada quando alimentada com corrente em baixa frequência.....	61
3.5.2. Análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada quando alimentada em alta frequência.....	62
3.6. Dinâmica da lâmpada com a modificação dos parâmetros de alimentação utilizando o controle pela corrente de pico	65
3.6.1. Comportamento da lâmpada com a variação da tensão de pulso.....	65
3.6.2. Comportamento da lâmpada com a variação da corrente de pico.....	68
3.6.3. Comportamento da lâmpada com a variação da frequência dos pulsos.....	70
3.7. Ressonância acústica na alimentação pulsada em alta frequência.....	73
3.7.1. Técnicas de alimentação para minimizar o efeito da ressonância acústica.....	74
3.8. Conclusão.....	79
 Capítulo 4 Implementação de conversores para a alimentação das lâmpadas HPS de forma pulsada sem elemento estabilizador da corrente	80
4.1. Introdução	80
4.2. Conversor em ponte completa	81
4.3. Circuito de partida da lâmpada	82
4.3.1. Circuito de partida da lâmpada utilizando o transformador em série	87
4.4. Alimentação pulsada das lâmpadas HPS com resistência em série para estabilizar a corrente	89
4.4.1. Operação pulsada em alta frequência com modulação utilizando resistência em série com a lâmpada	92
4.5. Alimentação pulsada em alta frequência sem o elemento estabilizador de corrente em série com a lâmpada.....	94
4.5.1. Alimentação pulsada em alta frequência com modulação utilizando o controle pela corrente de pico	96
4.6. Efeito da alimentação pulsada sobre a vida útil das lâmpadas HPS	98
4.7. Conclusão.....	99

Capítulo 5 Controle da tensão e da potência na lâmpada	100
5.1. Introdução	100
5.2. Importância da malha de controle da potência na operação da lâmpada HPS.....	101
5.2.1. Descrição da malha de controle da potência	104
5.3. Análise do transitório de partida da lâmpada HPS	106
5.3.1. Estabilização da corrente na lâmpada durante o transitório de vaporização do amálgama, através da redução da razão cíclica.	107
5.3.2. Estabilização da corrente na lâmpada durante o transitório de vaporização do amálgama, através da variação do valor da tensão de pulso.....	108
5.3.3. Conversor Buck-Boost para controle da tensão de pulso e correção do fator de potência	109
5.4. Programa implementado no microcontrolador	111
5.5. Conclusão.....	115
Capítulo 6 Alimentação pulsada das lâmpadas HPS em malha aberta utilizando o conversor meia ponte.....	117
6.1. Introdução	117
6.2. Conversor Meia ponte.....	118
6.2.1. Características operacionais do conversor proposto	119
6.2.2. Circuito de ignição	121
6.2.3. Transitório de partida da lâmpada.....	123
6.2.4. Alimentação pulsada em alta frequência modulada em baixa frequência	124
6.3. Implementação do conversor de 150 W.....	124
6.3.1. Modulação da potência através da frequência dos pulsos.....	126
6.3.2. Operação em alta frequência com baixo fator de crista	132
6.4. Análise da emissão acústica das lâmpadas HPS no modo de alimentação pulsado	133
6.5. Interferência eletromagnética gerada pela alimentação pulsada.....	139
6.5.1. Emissões irradiadas	139
6.5.2. Emissões Conduzidas.....	140
6.6. Análise das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada HPS na alimentação pulsada	141
6.7. Alimentação pulsada de lâmpadas fluorescentes	142

6.8. Conclusão.....	143
Considerações finais	145
ANEXO A. Conversor em ponte completa com corrente de “fervura”	148
A.1. Lista de componentes.....	149
ANEXO B. Conversor em ponte completa com malha de controle da potência.....	150
B.1. Lista de componentes	151
B.2. Conversor em ponte completa implementado.....	153
B.3. Conversor Buck-Boost	153
ANEXO C. Conversor em meia ponte de 150 W	154
C.1. Lista de componentes	155
C.2. Foto do conversor em meia ponte de 150 W.....	156
ANEXO D. Conversor em meia ponte de 150 W com circuito de ignição diferenciado	157
D.1. Lista de componentes.....	158
D.2. Foto do conversor meia ponte de 150 W com circuito de ignição diferenciado.	159
ANEXO E. Conversor em meia ponte de 600 W	159
E.1. Lista de componentes	161
E.2. Diagrama esquemático do pré-regulador Boost de 600 W.....	162
E.3. Diagrama esquemático do reator eletônico de 600 W	163
ANEXO F. Equipamento utilizado para medição da interferência eletromagnética.....	164
ANEXO G. Esfera de integração utilizada para medição das características calorimétricas da lâmpada	164
Referências bibliográficas	165

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Representação do balanço de energia nas lâmpadas HPS, através do corte longitudinal do cilindro de descarga.	9
Fig. 2.2 - Balanço de energia dentro do tubo de descarga das lâmpadas HPS.	10
Fig. 2.3 – Corte transversal do cilindro de descarga das lâmpadas HPS.	12
Fig. 2.4 - Distribuição de velocidade de Maxwell [11].	15
Fig. 2.5 – Seção de choque do sódio em função da energia dos elétrons [15].	17
Fig. 2.6 – Seção de choque do xenônio em função da energia dos elétrons [6].	18
Fig. 2.7 – Seção de choque do mercúrio em função da energia dos elétrons [15].	18
Fig. 2.8 – Variação da condutividade elétrica da lâmpada HPS em função da temperatura: a) Para diferentes concentrações de xenônio; b) Para diferentes concentrações de mercúrio.	20
Fig. 2.9 – Curvas de condutividade térmica para diferentes relações entre sódio e xenônio [9].	22
Fig. 2.10– Seção de corte do cilíndrico de descarga percorrido pelo elemento diferencial de área.	24
Fig. 2.11 - Diagrama Grotriano do sódio (comprimento de onda em nm) [9].	26
Fig. 2.12 - Geometria do tubo de descarga para cálculo da potência radiante.	29
Fig. 2.13 – Geometria da seção de corte do cilíndrico de descarga.	30
Fig. 2.14 – Fluxograma do programa implementado no MATLAB®.	32
Fig. 2.15 – Simulação do comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga quando a lâmpada é alimentada com corrente senoidal em 60 Hz.	34
Fig. 2.16 – Formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada obtidas por simulação.	34
Fig. 2.17 – Circuito de alimentação da lâmpada com resistência em série.	36
Tabela 2.1. Dados do circuito implementado por Dakin [4], (1984).	36
Fig. 2.18 – Resultado de simulação do campo elétrico no interior do tubo de descarga.	37
Fig. 2.19 – Resultado experimental do campo elétrico no interior do tubo de descarga [4].	37
Fig. 2.20 – Resultado de simulação da corrente no interior do tubo de descarga.	38
Fig. 2.21 - Resultado experimental da corrente no interior do tubo de descarga [4].	38

Fig. 2.22 - Resultado de simulação da temperatura no cento do tubo de descarga.	38
Fig. 2.23 - Resultado experimental da temperatura no cento do tubo de descarga [4].....	38
Fig. 2.24 – Perfil de temperatura radial para diferentes instantes de operação.	39
Fig. 2.25 - Resultado de simulação da resistência equivalente da lâmpada.	39
Fig. 2.26 - Resultado de simulação da pressão dentro do cilindro de descarga.	39
Fig. 2.27 – Espectro da lâmpada HPS obtido por simulação.	40
Fig. 3.1 – a) Espectro de uma lâmpada HPS 150 W convencional sendo alimentada de forma pulsada a 670 Hz e razão cíclica 10 %; b) Espectro quando alimentada de forma senoidal em 60 Hz.....	45
Fig. 3.2 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre a lâmpada quando alimentada de forma senoidal em baixa frequência.	46
Fig. 3.3 – Formas de onda teóricas do campo elétrico e da corrente, e comportamento da tensão no centro do tubo de descarga, para uma alimentação pulsada em baixa frequência com um resistor em série com a lâmpada.....	48
Fig. 3.4 – Formas de onda teóricas da tensão e da corrente na lâmpada e temperatura no centro do tubo de descarga para alimentação em alta frequência com controle pelo pico da corrente.	50
Fig. 3.5 – Diagrama esquemático do circuito de controle pela corrente de pico.....	52
Fig. 3.6 – Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga; b) Forma de onda da corrente na lâmpada operando em 20 kHz, corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 150 V.	53
Fig. 3.7 – Resultados de simulação: a) Resistência equivalente da lâmpada; b) Perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga quando alimentada de forma pulsada em 20 kHz com corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 150 V.	53
Fig. 3.8 - Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga; b) Forma de onda da corrente na lâmpada operando em 20 kHz, corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 300 V.	54
Fig. 3.9 - Resultados de simulação: a) Resistência equivalente da lâmpada; b) Perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga quando alimentado de forma pulsada em 20 kHz com corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 300 V.	55
Fig. 3.10 - Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga; b) Forma de onda da corrente na lâmpada	

operando em 20 kHz, corrente de pico de 11,5 A e pulsos de tensão de 300 V.	55
Fig. 3.11 - Resultados de simulação: a) Resistência equivalente da lâmpada; b) Perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga quando alimentada de forma pulsada em 20 kHz com corrente de pico de 11,5 A e pulsos de tensão de 300 V.	56
Fig. 3.12 – Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga para a técnica de alimentação proposta; b) Forma de onda da corrente para a técnica de alimentação proposta.	58
Fig. 3.13 – Resultados de simulação: a) Forma de onda da corrente quando operando com corrente de pico de 12 A; b) Forma de onda da corrente quando operando com corrente de pico de 2 A.	58
Fig. 3.14 – Resultado de simulação do comportamento da resistência equivalente da lâmpada.	59
Fig. 3.15 – Resultados de simulação: a) Forma de onda da corrente na alimentação pulsada; b) Em detalhe o comportamento da corrente no início do pulso.	60
Fig. 3.16 - Resultado de simulação do comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga.	61
Fig. 3.17 – Comportamento da corrente média, eficaz e de pico em função da razão cíclica.	64
Fig. 3.18 - Comportamento da tensão média, eficaz e de pico em função da razão cíclica.	64
Fig. 3.19 – Resultados de simulação da variação da razão cíclica em função da tensão dos pulsos na frequência de 20 kHz.	66
Fig. 3.20 – Resultados de simulação do comportamento da resistência equivalente da lâmpada em função do valor da tensão na frequência de 20 kHz.	66
Fig. 3.21 – Resultados de simulação do comportamento da potência na lâmpada com a variação da tensão de pulso operando na frequência de 20 kHz.	67
Fig. 3.22 – Resultados de simulação da variação da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga em função do valor da tensão dos pulsos operando na frequência de 20 kHz.	67
Fig. 3.23 – Resultados de simulação do comportamento da potência ativa fornecida à lâmpada com a variação da corrente de pico, na frequência de 20 kHz.	68
Fig. 3.24 – Resultados de simulação do comportamento da razão cíclica dos pulsos de tensão em função da corrente de pico, operando na frequência de 20 kHz.	69

Fig. 3.25 - Resultados de simulação do comportamento da resistência equivalente da lâmpada em função da corrente de pico, operando na frequência de 20 kHz.	69
Fig. 3.26 – Resultados de simulação do comportamento da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga, operando na frequência de 20 kHz.	70
Fig. 3.27 – Resultado de simulação do comportamento da potência na lâmpada em função da frequência, para uma corrente de pico de 6,5 A.	71
Fig. 3.28 – Resultado de simulação do comportamento da resistência da lâmpada em função da frequência, para uma corrente de pico de 6,5 A.	71
Fig. 3.29 – Resultado de simulação do comportamento da razão cíclica em função da frequência, para uma corrente de pico de 6,5 A.	72
Fig. 3.30 – Resultado de simulação do comportamento da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga, para uma corrente de pico de 6,5 A.	72
Fig. 3.31 – Bandas de frequência nas quais ocorrem a ressonância acústica para a lâmpada HPS de 150 W [9] (SON 150W e SON-S 150W).	73
Fig. 3.32 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz e do espectro harmônico do sinal pulsado.	76
Fig. 3.33 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz com modulação em 2 kHz, e espectro harmônico do sinal pulsado.	76
Fig. 3.34 - Forma de onda da tensão na alimentação pulsada em 20 kHz com pulsos aleatórios e espectro harmônico do sinal pulsado.	77
Fig. 3.35 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz em módulo e do espectro harmônico desse sinal pulsado.	77
Fig. 3.36 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz com variação da largura do pulso de até 20 % e espectro harmônico do sinal pulsado.	78
Fig. 3.37 - Forma de onda da corrente na alimentação pulsada com variação da frequência dos pulsos de até 50 % em relação a frequência média, que nesse caso foi de 20kHz, e espectro harmônico do respectivo sinal pulsado.	78
Fig. 4.1 – Conversor em ponte completa operando como fonte de corrente	81
Fig. 4.2 - Conversor em ponte completa operando como fonte de tensão.	82
Fig. 4.3 – Sinais de comando dos interruptores e forma de onda da tensão na carga.	82
Fig. 4.4 – Diagrama esquemático do circuito de partida para as lâmpadas HPS.	83
Fig. 4.5 – Representação do sinal de controle dos relés, da atuação dos mesmos e da tensão na lâmpada.	84

Fig. 4.6 – CH1) Comportamento dos contatos do relé; CH2) Sinal de controle para atuação do relé (1 ms/div).	85
Fig. 4.7 – Tensão de ignição na lâmpada (2 kV/div_1 μ s/div).	86
Fig. 4.8 – Forma de onda da tensão na lâmpada durante o transitório de partida da mesma (200 V/div_1 ms/div).	87
Fig. 4.9 – Diagrama esquemático do circuito de partida para as lâmpadas HPS com transformados de pulso em série com a lâmpada.	88
Fig. 4.10 – Circuito de potência para alimentação das lâmpadas HPS com corrente de manutenção do arco.	89
Fig. 4.11- a) Resultados experimentais da tensão sobre a lâmpada (100 V/div); b) Resultado experimental da corrente na lâmpada (5 A/div).	90
Fig. 4.12 - Resultados experimentais operando em 500 Hz: a) Forma de onda da tensão na lâmpada (100V/div); b) Forma de onda da corrente na lâmpada (2 A/div).	91
Fig. 4.13 – Resultados experimentais operando em 16,7 kHz: a) Forma de onda da tensão na lâmpada (100 V/div); b) Forma de onda da corrente na lâmpada (1 A/div).	92
Fig. 4.14 – Forma de onda da tensão (a) e da corrente (b) na lâmpada operando em alta frequência com modulação em baixa frequência.	93
Fig. 4.15 – a) Tensão e corrente na lâmpada nos instantes iniciais do pulso; b) Comportamento da potência fornecida a lâmpada.	93
Fig. 4.16 - Diagrama esquemático do circuito de controle pela corrente de pico.	94
Fig. 4.17 – Forma de ondas experimentais da tensão ((a) 100 V/div) e da corrente ((b) 2 A/div) na lâmpada operando com controle pela corrente de pico.	95
Fig. 4.18 – Forma de ondas experimentais da tensão ((a) 100 V/div) e da corrente ((b) 5 A/div) na lâmpada operando com controle pela corrente de pico.	96
Fig. 4.19 – Forma de onda da tensão(a) e da corrente (b) na lâmpada.	97
Fig. 4.20 – Forma de onda da tensão (a) e da corrente (b) sobre a lâmpada durante o intervalo com elevada corrente de pico.	97
Fig. 4.21 - Forma de onda da tensão (a) e da corrente (b) sobre a lâmpada durante o intervalo com baixa corrente de pico.	98
Fig. 5.1 – Trocas de calor da lâmpada com o meio que a envolve.	103
Fig. 5.2 – Perfil de temperatura do tubo de descarga para a temperatura na parede do	

tubo de descarga de: a) 1.100 K; b) 1.900 K.....	103
Fig. 5.3 – Circuito intregador da corrente.	104
Fig. 5.4 – Diagrama do circuito de controle da potência na lâmpada.	106
Fig. 5.5 - Forma de onda da corrente nos instantes iniciais de operação sem elemento limitador de corrente em série, para uma lâmpada HPS de 150W operando a 20kHz e 300V. (Escala de 5A/div).	107
Fig. 5.6 – Relação entre potência e tensão na lâmpada durante o transitório de vaporização.	109
Fig. 5.7 – Conversor Buck-Boost com dois interruptores.	110
Fig. 5.8 – Representação da lógica de controle utilizada no conversor Buck-Boost.	110
Fig. 5.9 – Forma de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor Buck-boost.	111
Fig. 5.10 – Forma de onda da tensão de saída do conversor Buck-Boost.	111
Fig. 5.11 – Fluxograma principal do programa implementado no microcontrolador	112
Fig. 5.12 - Fluxograma da rotina realizada durante a interrupção.....	112
Fig. 5.13 - Fluxograma do programa de ignição da lâmpada.....	113
Fig. 5.14 – Fluxograma do programa de crescimento da tensão durante o processo de vaporização do amálgama.	114
Fig. 5.15 – Fluxograma do programa de controle da potência por valores de pico da corrente.....	115
Fig. 6.1 – Conversor Meia ponte.....	118
Fig. 6.2 – Forma de onda teórica da tensão e da corrente na lâmpada.	119
Fig. 6.3 – Potência fornecida à lâmpada com a variação da frequência para diferentes valores de capacitância.....	120
Fig. 6.4 – Potência fornecida a lâmpada em função da variação da tensão na lâmpada para diferentes valores de capacitância.	120
Fig. 6.5 – Circuito de ignição.	121
Fig. 6.6 – Circuito de ignição sem relé.....	122
Fig. 6.7 – Forma de onda da tensão sobre a lâmpada durante o transitório de ignição, utilizando a técnica de ignição com múltiplos pulsos para carga do capacitor C1.	123
Fig. 6.8 – Formas de onda teóricas da tensão, da corrente e da temperatura no centro do tubo de descarga, realizando a modulação da potência fornecida à lâmpada através da frequência.	124

Fig. 6.9 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada logo após a ignição da lâmpada, utilizando uma capacitância de 30 nF.....	125
Fig. 6.10 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada HPS de 150 W operando com potência nominal e com o capacitor C1 de 30 nF.	126
Fig. 6.11 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada com modulação em baixa frequência, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C1 de 56 nF.....	127
Fig. 6.12 – Forma de onda da corrente na transição da baixa para a alta frequência, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C1 de 56 nF.	127
Fig. 6.13 – Forma de onda da tensão e corrente na lâmpada no intervalo de pulso, utilizando uma lâmpada HPS de 150W e o capacitor C1 de 56 nF.	128
Fig. 6.14 – Forma de onda da tensão e corrente no intervalo de fervura, utilizando uma lâmpada HPS de 150W e o capacitor C1 de 56 nF.	128
Fig. 6.15 - Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada modulada em 400Hz, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C1 de 100 nF.	129
Fig. 6.16 - Forma de onda da corrente na transição da baixa para a alta frequência, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C1 de 100 nF.	129
Fig. 6.17 – Tensão e corrente na lâmpada durante o intervalo de operação que emula a corrente de pico, com frequência de operação média de 60kHz	130
Fig. 6.18 – Tensão e corrente na lâmpada durante o intervalo de operação que emula a corrente de fervura, com frequência de operação média de 3 kHz	130
Fig. 6.19 – Tensão e corrente sobre a lâmpada HPS operando em 600 Hz, com capacitor C1 de 100 nF.	131
Fig. 6.20 - Tensão e corrente sobre a lâmpada HPS operando em 1 kHz, com capacitor C1 de 100 nF.	131
Fig. 6.21 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada HPS de 150 W com o capacitor C1 de 100 nF.	132
Fig. 6.22 – Níveis de pressão sonora produzidos pela câmara anecóica.....	134
Fig. 6.23 – Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS ovóide com modulação em 200Hz.	135
Fig. 6.24 - - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS tubular com modulação em 200 Hz.	135
Fig. 6.25 – Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS ovóide sem modulação.....	136

Fig. 6.26 - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS tubular sem modulação.	136
Fig. 6.27 - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS ovóide com modulação em 500 Hz.	137
Fig. 6.28 - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS tubular com modulação em 500 Hz.	137
Fig. 6.29 – Alguns exemplos de intensidade sonora.	138
Fig. 6.30 – Emissões irradiadas produzidas pelo reator eletrônico e o limite definido pela norma CISPR 15.	140
Fig. 6.34 – Forma de onda da tensão e da corrente numa lâmpada fluorescente tubular de 40 W.	143
Fig. B.1 – Diagrama esquemático do conversor em ponte completa com malha de controle da potência.	150
Fig. B.2 – Continuação do diagrama esquemático do conversor em ponte completa com malha de controle da potência.	151
Fig. B.3 – Foto do conversor em ponte completa implementado.	153
Fig. B.4 – Conversor Buck-Boost para regulação da tensão e correção do fator de potência.	153
Fig. C.1 – Diagrama esquemático do conversor em meia ponte para lâmpadas HPS de 150 W.	154
Fig. C.2 – Foto do conversor em meia ponte.	156
Fig. D.1 – Diagrama esquemático do conversor em meia ponte para lâmpadas HPS de 150 W com circuito de ignição diferenciado.	157
Fig. D.2 – Foto do conversor em meia ponte com circuito de ignição diferenciado.	159
Fig. E.1 – Conversor meia ponte com pré-regulador Boost PFC para lâmpadas HPS de 600W.	160
Fig. E.2 – Comportamento da potência em função da frequência dos pulsos para diferentes capacitâncias e uma tensão de 380 V.	160
Fig. E.3 – Foto do conversor de 600 W implementado.	161
Fig. E.4 – Diagrama esquemático do pré-regulador Boost 600 W.	162
Fig. E.5 – Diagrama esquemático do conversor em meia ponte para lâmpadas HPS de 600 W.	163
Fig. F.1 – Fotos das antenas de Van Veen para medição da emissão radiada.	164
Fig. G.1 – Foto da esfera de integração.	164

SIMBOLOGIA

1. Símbolos utilizados no trabalho

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
A	Área	m ²
B _λ	Radiação do corpo escuro	W/m ² .nm.sr
C	Capacitância	F
Cp	Calor específico	J/K.mol
c	Velocidade da luz	m/s
D	Raço cíclica (Duty Cycle)	
E	Intensidade do campo elétrico	V/m
E	Tensão de alimentação	V
e	Carga elementar	C
Ee	Energia do elétron	eV
Ei	Energia de ionização	eV
E ₀	Quantidade de energia do nível inferior	eV
E ₁	Quantidade de energia do nível superior	eV
f	Frequência	Hz
f ₀	Força da oscilação	
g ₀	Peso estatístico dos átomos no nível energético 0	
g ₁	Peso estatístico dos átomos no nível energético 1	
G _n	Função de Kernels	
H	Potência harmônica	VAr
h	Constante de Planck	kg.m ² /s
I, i	Corrente	A
J _λ	Radiação incidente sobre o volume elementar do plasma proveniente de todos os outros elementos diferenciais de volume	W
K	Condutividade térmica	W/m.K
K _B	Constante de Boltzmann	J/K
K _L	Coefficiente de absorção	W/m ² .nm.sr
K _{Na}	Condutividade térmica do sódio	W/m.K
K _{Hg}	Condutividade térmica do mercúrio	W/m.K
K _{Xe}	Condutividade térmica do xenônio	W/m.K
K _P	Constante proporcional	
L	Indutância	H
l	Distância entre os eletrodos	mm
M	Constante de carregamento dos gases no tubo de descarga	
M _m	Massa molar	kg/kmol
m _e	Massa do elétron	kg
N	Número de avogrado	1/mol
n _e	Densidade de elétrons	1/m ³
n _i	Densidade de íons	1/m ³
n ₀	Densidade de átomos no estado energético zero	1/m ³
n _{Hg}	Densidade de átomos de mercúrio	1/m ³
n _{Na}	Densidade de átomos de sódio	1/m ³
n _x	Densidade de átomos de xenônio	1/m ³
n ₁	Densidade de átomos no estado energético 1	1/m ³
P	Pressão total do gás	Pa
P	Potência Ativa	W
P(λ, r)	Perfil de curva normalizada em função da frequência	
P _{Na}	Pressão parcial dos átomos de sódio	Pa
P _X	Pressão parcial dos átomos de xenônio	Pa
P _{Hg}	Pressão parcial dos átomos de mercúrio	Pa
Q	Potência Reativa	VA

R	Resistência	Ω
R _{Equivalente}	Resistência equivalente da lâmpada	Ω
\mathfrak{R}	Constante molar dos gases perfeitos	J/K.mol
r	Coordenada radial dentro do tubo de descarga	mm
R _{AB}	Separação internuclear dos átomos	mm
r _w	Raio do tubo de descarga	mm
S	Potência aparente	VA
T	Temperatura do plasma	K
T	Período, Intervalo.	s
T*	Redutor de temperatura	
T _{Pulso}	Largura do pulso	s
T _w	Temperatura na superfície do tubo de descarga	K
t	Instante de tempo	s
U _i	Função de partição do íon	
U _o	Função de partição do átomo	
U _{rad}	Potência emitida na forma de radiação	W
U _λ	Potencia radiante emitida em um comprimento de onda	W
V, v	Tensão, Diferença de Potencial	V
v	Velocidade do elétron	m/s
V _c	Frequências de colisões	
V _{DC}	Valor da tensão no barramento CC	V
V _r	Velocidade que as partículas fluem radialmente	m/s
V _{pulso}	Valor da tensão pulsada aplicada ao sistema de alimentação	V
V _{el}	Queda de tensão nos eletrodos	V
Z	Razão de ionização	
[A], [B]	Densidade de átomos no nível energético mais baixo	1/m ³
η	Rendimento	%
ρ	Densidade local	kg/m ³
φ	Deslocamento angular	rad
σ	Condutividade elétrica	Ω/m
σ _c	Parâmetro em função do potencial	
σ _{Hg}	Seção de choque dos átomos de mercúrio	m ²
σ _i	Seção de choque dos íons	m ²
σ _{Na}	Seção de choque dos átomos de sódio	m ²
σ _x	Seção de choque dos átomos de xenônio	m ²
τ _o	Absorção total do ponto ao observador	
λ	Comprimento de onda	nm
ε _o	Permissividade elétrica no vácuo	C ² /N.m ²
ε _λ	Coefficiente de emissão espectral	
Δ	Variação de uma grandeza em torno de um valor	
Δd	Distância entre duas retas concêntricas	mm
Ω	Integral das colisões para o potencial de Lennard Jones	
ω	Frequência angular	rad/s

2. Acrônimos e abreviaturas.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCD	“Charge-coupled device”
IRC, CRI	Índice de reprodução de cor
HID	Lâmpada de descarga de alta pressão (“High intensity discharge”)
HPS	Lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (“High pressure sodium”)
PWM	Modulação por largura de pulso (“Pulse width modulation”)
TCC	Temperatura correlata de cor

3. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A	Ampère
db	Decibéis
C	Coulomb
eV	Elétron-Volts
f	Frequência
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
J	Joule
K	Graus Kelvins
kg	Quilograma
m	Metros
mm	Milímetro
mol	Molaridade
N	Newton
nm	Nanômetro
Pa	Pascal
rad	Radiano
s	Segundos
V	Volt
VA	VoltAmpere
VAr	VoltAlpere reativo
W	Watt
Ω	Ohm

4. Símbolos para referenciar elementos de circuitos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
G	Disparo dos interruptores
L	Indutor
Q	Transistores
R	Resistência
S	Interruptor
V_{ac}, V_{in}	Fonte de tensão alternada
V_{CC}	Fonte de tensão contínua

5. Valor das constantes

<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
C	$2,966 \cdot 10^8$ [m/s]
E	$1,6 \cdot 10^{-19}$ [C]
h	$6,63 \cdot 10^{-34}$ [kg.m ² /s]
K_B	$1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]
m_e	$9,11 \cdot 10^{-31}$ [kg]
Na	$6,02 \cdot 10^{23}$ [mol ⁻¹]
\mathfrak{R}	8,31441 [J/K.mol]
ϵ_0	$8,85 \cdot 10^{-12}$ [C ² /N.m ²]

Capítulo 1

Introdução

A utilização de fontes de iluminação artificial sempre esteve presente no cotidiano dos seres humanos desde as mais remotas civilizações. A utilização de lâmpadas a óleo teve grande difusão durante o apogeu dos impérios gregos e romanos. Mais recentemente, com o desenvolvimento tecnológico, passou-se a utilizar as lâmpadas a gás. As técnicas de iluminação existentes antes do advento da eletricidade tinham como princípio de funcionamento o fogo.

A descoberta da eletricidade abriu uma nova perspectiva no desenvolvimento de fontes de luz artificial. Humphry Davy descobriu que duas peças de carbono, quando submetidas a uma elevada diferença de potência, geravam um arco elétrico à medida que se aproximam. A primeira fonte de luz utilizando eletricidade que se tornou um produto comercial foi a lâmpada incandescente descoberta por Joseph Swan, que posteriormente foi aperfeiçoada por Thomas Edison.

O desenvolvimento das lâmpadas de descarga só se realizou posteriormente à invenção da lâmpada incandescente. Contudo, o conhecimento de que uma descarga elétrica em gás rarefeito produz luminosidade antecede a invenção das lâmpadas incandescentes. A primeira lâmpada de descarga que obteve sucesso foi desenvolvida pelo engenheiro Jablochhoff em 1876 [26].

Após a invenção das lâmpadas de descarga, houve uma grande difusão das mesmas, que passaram a ser produzidas em ampla escala. Desde então, tem-se realizado pesquisas com o intuito de produzir lâmpadas com elevada eficácia luminosa, longevidade operacional e que apresentem boas características calorimétricas¹.

Um grande passo no desenvolvimento das lâmpadas de descarga ocorreu com a invenção da lâmpada de vapor de mercúrio em 1901 por Peter Cooper-Hewitt. A lâmpada

¹ Entende-se por boas características calorimétricas, um elevado índice de reprodução de cor com temperatura correlata de cor e coordenadas de cromaticidade adequadas.

de vapor de sódio de baixa pressão foi desenvolvida em 1932 por Giles Holes. Através de análises das linhas espectrais emitidas pelo sol sabia-se que a elevação da pressão dentro do tubo de descarga acarretaria melhorias na luz amarelada emitida pela lâmpada de vapor de sódio com pequenas perdas na eficácia luminosa. O grande problema para a construção da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão estava na obtenção de um material para revestimento do tubo de descarga que fosse transmissor de luz e suporte o ataque do sódio nas altas temperaturas envolvidas.

Em 1965 os pesquisadores Kurt Schmidt e William Loudon colocaram no mercado a primeira lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. Essa lâmpada utilizava o óxido de alumina sinterizado para a confecção do tubo de descarga, substância essa resistente ao ataque do sódio.

Com a descoberta das lâmpadas de descarga, o circuito de fornecimento de energia e estabilização dessas lâmpadas passou a ser alvo de pesquisas. Mas somente nas últimas décadas, com o advento dos semicondutores e com maior necessidade de racionalização da energia, foi que os reatores² passaram a ser estudados de forma mais intensa.

A ausência de um elemento estabilizador de corrente nas lâmpadas de descarga provoca um excessivo crescimento da corrente na mesma, que pode levar à destruição da lâmpada. Essa característica da corrente nas lâmpadas de descarga é provocada pelo comportamento do plasma que, ao ser aquecido, passa a apresentar uma maior condutividade que, por sua vez, provoca uma maior circulação de corrente na lâmpada, realimentando o aquecimento da mesma. Essa realimentação positiva da corrente e, por consequência, da temperatura do plasma no interior da lâmpada faz com que se alcance valores elevados de corrente. Essa elevada corrente será denominada de corrente de “curto circuito” da lâmpada.

O circuito de estabilização mais difundido atualmente é o reator eletromagnético, que consiste na utilização de um indutor em série com a lâmpada, cuja reatância limita os valores máximos de corrente na lâmpada. Outro circuito de estabilização utilizado atualmente é o reator eletrônico operando em altas frequências com filtro em série com a lâmpada, que teve sua utilização viabilizada nas últimas décadas em consequência do aperfeiçoamento tecnológico dos semicondutores.

² Reatores são dispositivos de estabilização da corrente para lâmpadas de descarga.

O maior desafio para a alimentação em alta frequência das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão é a possibilidade de formação de ondas estacionárias dentro do tubo de descarga, gerando deformações do arco que comprometem sua eficácia luminosa, podendo levar até a extinção do arco³. Algumas técnicas para minimizar esse problema serão apresentadas no decorrer deste trabalho.

A alimentação em alta frequência das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, lâmpadas essas usualmente conhecidas pela sigla HPS (“High Pressure Sodium”), provoca uma maior estabilização da temperatura dentro do tubo de descarga, quando comparada a alimentação senoidal em baixa frequência, pois a variação da potência ocorre numa frequência bem mais alta do que a variação de temperatura do plasma, fazendo com que o plasma se comporte como um filtro passa baixa, respondendo somente à envoltória da potência. Como as características calorimétricas da lâmpada HPS estão vinculadas às variações de temperatura dentro do tubo de descarga, quanto maiores forem as variações da temperatura, melhores serão as características calorimétricas da lâmpada HPS [9]. Portanto, a alimentação em alta frequência provoca uma pequena redução no índice de reprodução de cor e na temperatura correlata de cor da lâmpada, quando comparada à alimentação senoidal em baixa frequência.

Existem algumas formas de alimentação que proporcionam uma expressiva melhoria das características calorimétricas da luz emitida pelas lâmpadas HPS, bastando para isso provocarem grandes variações de temperatura dentro do tubo de descarga. No final da década de setenta, Johnson [22] e Osteen [24] verificaram que a alimentação pulsada em baixa frequência é uma dessas formas de alimentação. Nesse modo de operação, quando a lâmpada é submetida ao pulso de tensão, sua corrente cresce rapidamente, fazendo com que a lâmpada fique submetida a uma elevada potência que, por sua vez, provoca um elevado crescimento da temperatura no centro do tubo de descarga. Com a retirada do pulso, a temperatura na lâmpada decresce até valores bem próximos da sua extinção, que não ocorrerá se houver uma pequena corrente circulando pela lâmpada (corrente de “fervura”) responsável por manter o arco.

Essa ampla faixa de variação da temperatura provoca uma expressiva melhoria das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada HPS. Kaiser [23] verificou a

³ O termo arco designa uma descarga através de um meio constituído de partículas eletricamente carregadas, também conhecido como plasma ou coluna positiva.

alteração das características calorimétricas em função da variação da frequência, da largura e da amplitude dos pulsos.

A elevação da frequência dos pulsos acima do tempo de relaxamento do plasma, permitiu que Chalek [2] e Dakin [4] alimentassem a lâmpada de forma pulsada sem a necessidade da corrente de “fervura”. A inércia térmica do plasma permitiu que Pacholok [25] constatasse a possibilidade de alimentar a lâmpada sem o elemento limitador de corrente.

Os conversores utilizados para alimentar a lâmpada HPS de forma pulsada apresentam grande complexidade, como a necessidade de fontes de corrente. Existem os de fácil implementação, mas que apresentam baixo rendimento, como quando utilizam um resistor em série com a lâmpada para estabilizar a corrente.

Nesse contexto, este trabalho pretende desenvolver uma técnica de alimentação que proporcione uma ampla variação da temperatura dentro do tubo de descarga, e que possa ser implementada num conversor com elevado rendimento e baixa complexidade.

Para alcançar tais objetivos, é necessário que se tenha uma boa compreensão dos fenômenos que ocorrem dentro do tubo de descarga. Dessa forma, no Capítulo 2 é apresentado um modelo que permite analisar o comportamento dinâmico da lâmpada HPS, descrevendo suas características de difícil mensuração. Esse modelo das lâmpadas HPS é construído com base em algumas equações diferenciais que levam em consideração as características químicas e físicas da lâmpada. Aspectos como temperatura, pressão, espectro radiante, condutividade elétrica e térmica são contemplados nesse modelo.

No Capítulo 3 procura-se descrever os principais fenômenos que ocorrem com a lâmpada nas diferentes formas de alimentação possíveis. Analisa-se os fatores que provocam expressivas modificações no comportamento da tensão e da corrente na lâmpada quando alimentada em baixa frequência em comparação com a alimentação na alta frequência. Os fenômenos que provocam a alteração do índice de reprodução de cor e na temperatura correlata de cor com a alteração da forma de onda de alimentação, também são analisados nesse capítulo.

Através da análise da inércia térmica do plasma presente dentro do tubo de descarga da lâmpada, propõe-se uma técnica de alimentação que não necessita de elemento estabilizador de corrente em série com a lâmpada. A estabilização da corrente pode ser feita pelo próprio plasma presente dentro do tubo de descarga da lâmpada, fazendo uso de uma malha de controle da corrente.

Para que ocorra a estabilização da corrente na lâmpada utilizando a inércia térmica do plasma, a alimentação tem que ser feita em alta frequência. Entretanto, a alimentação em alta frequência não traz nenhuma melhoria das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada HPS.

Para melhorar as características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada, sem perder a estabilização de corrente feita pelo próprio plasma, é proposta uma alimentação pulsada em alta frequência com modulação em baixa frequência.

Análises dos diferentes modos de operação são apresentadas e problemas como as ressonâncias acústicas também são discutidas no Capítulo 3.

No Capítulo 4 é apresentado o conversor em ponte completa utilizado na alimentação pulsada das lâmpadas HPS, uma descrição do seu modo de operação e detalhes da implementação desse conversor, como o circuito de ignição, são descritos nesse capítulo.

Utilizando o conversor em ponte completa são obtidos resultados experimentais que validam a análise teórica feita nos capítulos anteriores, diferentes formas de modulação da corrente são utilizadas e os resultados são apresentados nesse capítulo.

No capítulo 5 é feita uma análise da influência do meio que envolve a lâmpada no comportamento da lâmpada, mostrando a necessidade de uma malha de controle da potência para uma melhor estabilização da lâmpada.

O circuito de controle da potência implementado é descrito nesse capítulo, bem como o algoritmo do programa de controle do conversor implementado no microprocessador. O transitório de partida da lâmpada requer cuidados especiais devido as elevadas derivadas da corrente. Dessa forma, um circuito pré-regulador da tensão com correção do fator de potência é implementado permitindo a variação da tensão dos pulsos de forma a facilitar o controle da corrente na lâmpada durante esse transitório.

Buscando otimizar o conversor minimizando o número de componentes do circuito de potência e simplificando o circuito de controle é apresentado no capítulo 6 um conversor em meia ponte para alimentação das lâmpadas HPS de forma pulsada. Esse conversor permite o controle da potência na lâmpada em malha aberta simplificando o circuito de controle.

Uma descrição do modo de operação desse conversor, detalhes do circuito de controle e do circuito de ignição também são apresentadas nesse capítulo. Diferentes

técnicas de modulação da corrente são utilizadas e os resultados experimentais são apresentados.

Algumas implicações da alimentação pulsada no comportamento da lâmpada são analisadas no capítulo 6, como o ruído acústico. Características do conversor como interferências eletromagnéticas são também analisadas.

Nos anexos são apresentados os diagramas esquemáticos dos diversos conversores implementados nesse trabalho.

Capítulo 2

Características das lâmpadas HPS

2.1. Introdução

Neste capítulo pretende-se descrever um modelo para as lâmpadas HPS que represente seu comportamento elétrico levando em consideração os fenômenos físicos e químicos da descarga no gás, possibilitando uma melhor compreensão do comportamento da lâmpada.

A etapa de simulação é uma das mais importantes fases no projeto de reatores eletrônicos. Entretanto, normalmente utilizam-se modelos para simulação extremamente simplificados para representar o comportamento elétrico das lâmpadas, sendo a maioria desses modelos para alta frequência, nos quais o comportamento da lâmpada é aproximado ao comportamento de uma resistência. Essa modelagem impossibilita muitas vezes uma análise computacional do conjunto reator mais lâmpada, comprometendo a otimização do projeto em nível de simulação.

A flexibilidade do modelo pretendido permite definir a geometria da lâmpada e as concentrações molares dos gases presentes na mesma, possibilitando uma melhor compreensão do comportamento da lâmpada em função de sua geometria e da concentração dos gases que a constituem. Essa flexibilidade permitirá definir as características construtivas da lâmpada que melhor se adaptam as diferentes formas de alimentação. Contudo, deve-se ressaltar que o modelo não contempla diretamente fenômenos relacionados aos eletrodos ou a vida útil da lâmpada.

2.2. Modelo da lâmpada de vapor de sódio em alta pressão

A construção de um modelo preciso para descrever o comportamento das lâmpadas HPS deve contemplar fenômenos químicos como as transições dos elétrons entre diferentes níveis quânticos de energia no átomo de sódio e fenômenos físicos como probabilidade de

colisões efetivas desses elétrons. O comportamento elétrico da lâmpada está intimamente ligado a estes fatores. Um exemplo dessa intrínseca relação pode ser verificado quando a lâmpada é submetida a uma elevada tensão, depois de transcorrido um longo período de esfriamento do plasma¹. Nessa condição transitória de operação ocorre o aumento da temperatura do plasma por efeito Joule em virtude do aumento do campo elétrico, sendo que a elevação da temperatura, por definição, representa um aumento da energia cinética média dos elétrons. Alguns fenômenos podem ser enumerados em consequência desse transitório de operação, tais como:

1^o) O aumento da energia cinética dos elétrons provoca um aumento na frequência de colisões efetivas dos mesmos com os átomos de sódio e mercúrio². Essas colisões fornecem energia para o átomo provocando a transição dos elétrons para níveis quânticos de energia mais elevados, podendo causar até a ionização dos mesmos, sendo essas transições função da energia cinética dos elétrons que colidem com o átomo.

Esses elétrons que foram excitados para níveis quânticos mais elevados, depois de transcorrido certo tempo, retornam para os níveis quânticos mais baixos liberando nesse processo radiação na respectiva frequência da transição (Fig. 2.11). Dessa forma, o aumento da energia cinética dos elétrons provoca um aumento da radiação fornecida pela lâmpada nas linhas do átomo de mercúrio e nas linhas de mais alto nível de energia do átomo de sódio, provocando uma melhor distribuição do espectro da luz emitida pela lâmpada HPS.

O aumento da temperatura provoca o aumento da radiação emitida pela lâmpada. Porém, devido ao aumento da energia cinética, uma maior quantidade de átomos de sódio sofre a ionização, diminuindo as transições que emitem radiação nas frequências próximas ao amarelo que apresenta uma maior sensibilidade para o olho humano. Esse aumento da energia cinética dos elétrons provoca um aumento na excitação das linhas do átomo do mercúrio que necessitam de uma maior energia para serem excitadas, provocando o aparecimento de linhas espectrais na região do azul e fora do espectro visível, regiões onde se localiza grande parte das linhas do átomo do mercúrio. Dessa forma a eficácia luminosa da lâmpada sofre uma redução em virtude do desvio do espectro para a região do azul.

¹ Esse período é inferior ao tempo de extinção do arco ou uma pequena corrente de manutenção do arco não cessa na lâmpada.

² Essa afirmação nem sempre é verdadeira, pois a seção de choque dos átomos é função da energia cinética dos elétrons.

2º) O aumento da temperatura do plasma provoca o aumento na condutividade elétrica da lâmpada, como consequência do aumento da densidade de elétrons, gerando uma atenuação na potência consumida pela lâmpada quando utilizando uma resistência em série. Caracterizando, assim, numa realimentação negativa para o crescimento da temperatura, fenômeno esse que juntamente com a radiação emitida são os principais fatores de atenuação do crescimento da temperatura na alimentação pulsada com resistência em série. Já na alimentação senoidal em baixa frequência a condutividade térmica tem um papel expressivo também.

O perfil de temperatura ao longo do eixo radial da lâmpada interfere expressivamente em quase todos os fatores mencionados nas análises anteriores, sendo a peça chave para se descrever o comportamento da lâmpada ao longo do tempo.

A energia fornecida à lâmpada pela descarga elétrica é transformada em outras formas de energia, conforme representadas na Fig. 2.1.

A descarga elétrica se concentra principalmente na região central do cilindro de descarga onde a temperatura é mais elevada e, por consequência, a condutividade é maior. Essa energia é propagada de forma radial através da condução, convecção e radiação.

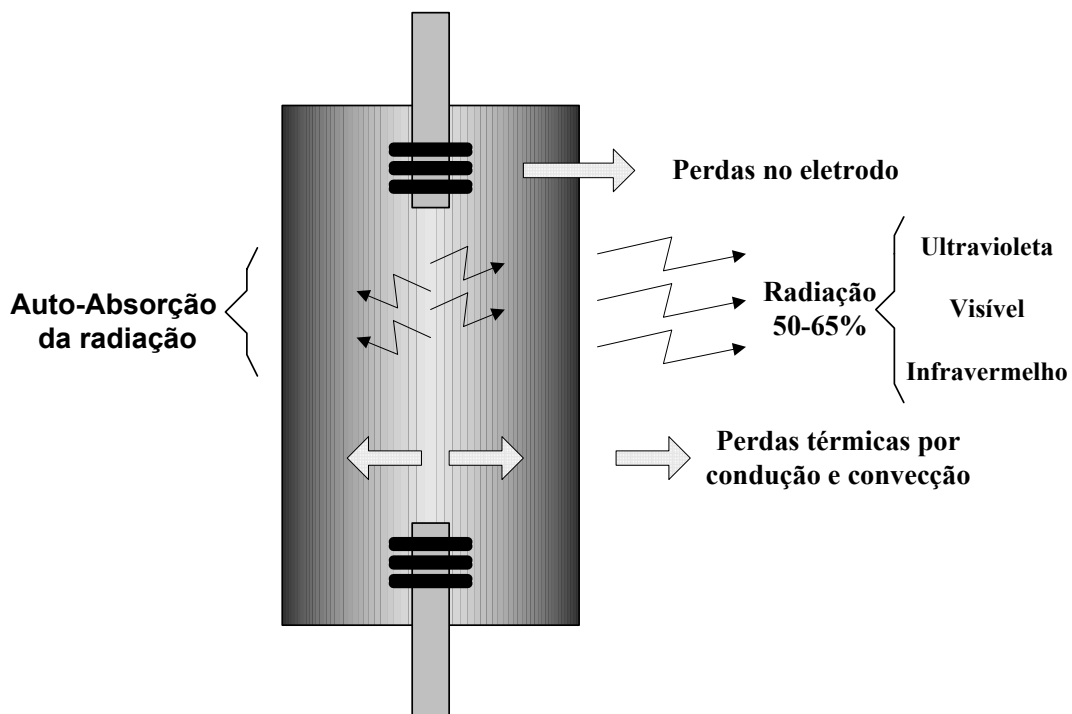


Fig. 2.1 – Representação do balanço de energia nas lâmpadas HPS, através do corte longitudinal do cilindro de descarga.

Existem vários modelos para as lâmpadas de descargas relatados na literatura [2], [4], [10], [14], [19]. O modelo utilizado neste trabalho, parte de algumas considerações simplificadoras que não comprometem substancialmente os resultados.

Assume-se que a coluna de arco cilíndrica formada no interior do tubo de descarga não apresenta variações de fluxo azimutal e axial. O modelo torna-se unidimensional em função da coordenada radial.

O fluxo radial do gás que ocorre em função da convecção é incluído no modelo, mas seu valor é considerado muito pequeno. Essa consideração permite negligenciar as variações de pressão radial. Os efeitos magnéticos e da viscosidade são também negligenciados.

O efeito do eletrodo é retirado do modelo, sendo considerado apenas no balanço de energia total. O modelo faz análise de pequenas seções do cilindro sem levar em consideração o efeito do fim do tubo de descarga.

Para determinação das propriedades do gás o modelo é considerado em equilíbrio térmico local.

O sistema é suposto em regime permanente com operação periódica, permitindo que a temperatura na superfície do cilindro de descarga seja considerada constante.

A Fig. 2.2 mostra que o aquecimento das lâmpadas é função do aquecimento ôhmico e adiabático, sendo seu resfriamento função das perdas por radiação, condução radial e convecção radial.

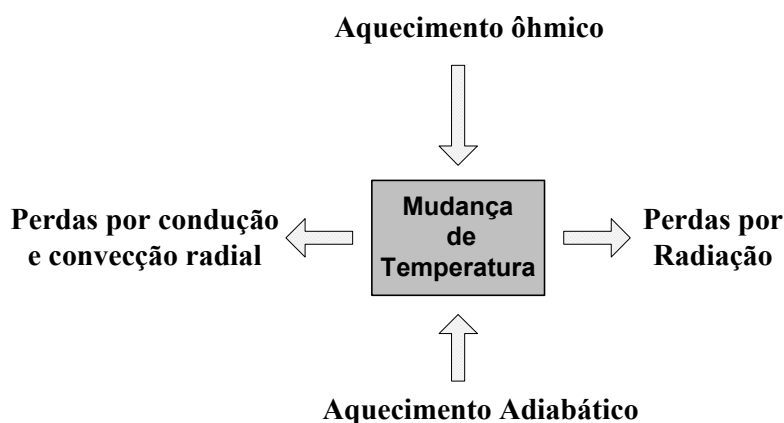


Fig. 2.2 - Balanço de energia dentro do tubo de descarga das lâmpadas HPS.

Através da análise do balanço de energia na lâmpada é possível chegar na Eq. (2.1), equação de Chalek³ [2] que calcula o comportamento da temperatura na lâmpada ao longo do seu eixo radial em função do tempo.

$$\rho.C_p.\frac{\partial T}{\partial t} = \sigma.E^2 - U_{RAD} + \frac{1}{r}.\frac{\partial}{\partial r}\left(r.k.\frac{\partial T}{\partial r}\right) - \rho.C_p.V_r.\frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial P}{\partial t} \quad (2.1)$$

Onde:

V_r = Velocidade com que as partículas fluem radialmente; U_{rad} = Potência emitida na forma de radiação; ρ = Densidade local; P = Pressão total do gás; E = Intensidade do campo elétrico; C_p = Calor específico; k = Condutividade térmica; σ = Condutividade elétrica; T = Temperatura do plasma; r = Coordenadas radiais da lâmpada.

A equação diferencial (Eq.(2.1)) será resolvida através de um método numérico conhecido como diferenças finitas [8], [17], utilizando as seguintes condições de contorno: Para $r = r_w$, tem-se $V_r = 0$ e $T = T_w$. A temperatura na superfície do tubo de descarga (T_w) praticamente se estabiliza quando operando em regime permanente, possibilitando sua utilização como uma das condições de contorno [4]. A segunda condição de contorno se aplica ao centro do tubo de descarga onde está fixado o eixo de coordenadas ($r = 0$); nesse eixo tem-se $V_r = 0$ e $dT/dr = 0$.

As condutividades elétrica e térmica, o fluxo luminoso emitido pela lâmpada, a reabsorção das linhas D, a pressão e muitos outros fenômenos que ocorrem na lâmpada estão vinculados à temperatura, tornando essa característica a mais importante do modelo.

A temperatura na lâmpada é função de sua coordenada radial e do tempo. A solução da Eq. (2.1) permite observar o comportamento da temperatura ao longo dessas duas variáveis. Todavia, diversas características dos gases presentes nas lâmpadas se alteram com a mudança da temperatura, fazendo-se necessário o cálculo desses parâmetros a cada passo de cálculo.

³ A equação de Chalek é válida quando assumimos o sistema em equilíbrio térmico local (LTE).

2.2.1. Cálculo dos parâmetros da lâmpada influenciados diretamente pela temperatura

a) Determinação da densidade local na lâmpada e da pressão

Durante o transitório de partida da lâmpada o amálgama de mercúrio com sódio se vaporiza, provocando assim o crescimento da densidade total da lâmpada. Após a vaporização do amálgama, a densidade total dentro do tubo de descarga se estabiliza. Entretanto, essa densidade não é uniforme em virtude das diferentes temperaturas dentro do tubo de descarga.

Como o perfil de temperatura axial é simétrico em relação ao centro do cilindro de descarga, as regiões com mesma densidade formam círculos concêntricos dentro do cilindro de descarga, semelhante ao apresentado na Fig. 2.3.

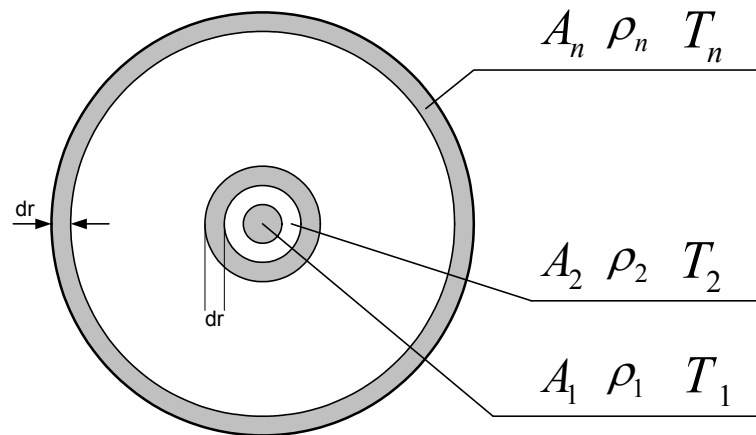


Fig. 2.3 – Corte transversal do cilindro de descarga das lâmpadas HPS.

Uma das aproximações adotadas no modelo foi considerar a pressão constante dentro do tubo de descarga ($\partial P / \partial r = 0$), em virtude do baixo fluxo radial de matéria [4].

O comportamento dos gases presentes na lâmpada se assemelha ao comportamento dos gases perfeitos, permitindo a utilização da equação característica dos gases perfeitos, conforme descrito pela Eq. (2.2) [2].

$$P = \rho \cdot \Re \cdot T \quad (2.2)$$

Onde:

\Re = Constante molar dos gases perfeitos; ρ = Densidade local; T = Temperatura local do plasma.

Assumindo a pressão constante é possível relacionar as densidades locais através das suas respectivas temperaturas, conforme apresentado pela Eq. (2.3).

$$\rho_X = \frac{T_Y}{T_X} \cdot \rho_Y \quad (2.3)$$

A densidade total dentro do cilindro de descarga permanece constante após o transitório de partida da lâmpada, mas as densidades locais variam em função do perfil de temperatura axial, respeitando a lei de distribuição das densidades fornecida pela Eq. (2.4).

$$\int_0^{r_w} \rho \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr = M (= \text{Constante}) \quad (2.4)$$

Onde:

M = Constante de carregamento dos gases dentro do tubo de descarga.

A constante “M” está relacionada com a densidade dos gases presentes dentro do tubo de descarga e com as dimensões do tubo de descarga. Seu valor também pode ser determinado através da pressão e do perfil de temperatura axial dentro do tubo de descarga, dados esses obtidos experimentalmente utilizando a lâmpada que se deseja simular.

Utilizando as Eq. (2.2) e Eq. (2.4) é possível montar um sistema de equações para determinação das densidades locais, conforme apresentado na Eq. (2.5).

$$\begin{bmatrix} A_1 & A_2 & \dots & A_n \\ 1 & -\frac{T_2}{T_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & -\frac{T_n}{T_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \vdots \\ \rho_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Determinado o valor de “M” para uma dada lâmpada, o mesmo permanece constante quando a lâmpada está operando em regime permanente. Dessa forma, é possível determinar as densidades locais resolvendo o sistema apresentado na Eq. (2.5).

b) Velocidade em que as partículas fluem radialmente

Nos gases o transporte de calor ocorre também pelo transporte de massa (escoamento) e esse será tanto maior quanto maior for a diferença de temperatura no tubo de descarga.

As perdas no tubo de descarga por convecção radial estão relacionadas à velocidade radial das partículas, calor específico e densidade do material.

A Eq. (2.6) descreve a relação entre a variação local da densidade do gás e o divergente da variação local da densidade e da velocidade radial do gás [2], [4].

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (r \cdot V_r \cdot \rho)}{\partial r} = 0 \quad (2.6)$$

Com as condições de contorno e com o perfil da temperatura radial na lâmpada, é possível determinar a velocidade que as partículas fluem radialmente.

2.2.2. Cálculo das propriedades dos gases presentes na lâmpada

As concentrações de sódio, xenônio e mercúrio presentes na lâmpada HPS devem ser determinadas com base nas especificações desejadas para a operação dessas lâmpadas. A mudança na concentração dessas substâncias altera expressivamente todo o comportamento da lâmpada [7]. Dessa forma, a determinação dessas concentrações é uma das etapas mais importantes no projeto das lâmpadas HPS.

Como exemplo da influência dessas substâncias no comportamento da lâmpada, pode-se citar sua relação com a condutividade térmica e elétrica. O aumento da pressão parcial do sódio provoca o aumento da condutividade térmica da lâmpada, aumentando assim as perdas por condução. Entretanto, uma maior concentração de sódio possibilita o alargamento das linhas ressonantes na região do vermelho provocando, assim, um aumento no índice de reprodução de cor.

No projeto da lâmpada, deve-se buscar um ponto de equilíbrio entre eficácia luminosa e as características da cor produzida pela mesma, lembrando que essas modificações podem interferir expressivamente na vida útil da lâmpada.

O mercúrio apresenta uma condutividade elétrica bem menor que o sódio e o xenônio, permitindo assim o ajuste da tensão de arco da lâmpada através da variação da sua concentração.

Nesse item serão calculados aspectos da lâmpada tais como condutividade térmica e elétrica, permitindo ao modelo conectar aspectos físicos e químicos da lâmpada ao seu comportamento elétrico.

a) Condutividade elétrica

No cálculo da condutividade elétrica é necessário conhecer a velocidade dos elétrons dentro do tubo de descarga. O físico James Clerk Maxwell resolveu esse problema encontrando uma distribuição de velocidade das moléculas de um gás, distribuição essa, que pode ser aplicada para os íons e elétrons que formam o plasma dentro do tubo de descarga.

A Fig. 2.4 apresenta a distribuição de velocidade de Maxwell para diferentes temperaturas.

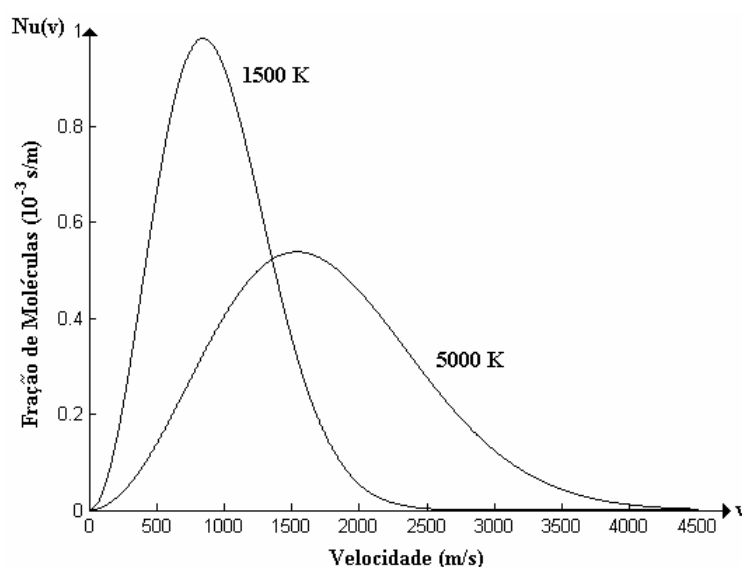


Fig. 2.4 - Distribuição de velocidade de Maxwell [11].

Um número pequeno de moléculas, localizadas na região à extrema direita da curva de distribuição, pode ter velocidade várias vezes maior do que a média [11]. Este simples fato torna possíveis fenômenos como a chuva e o brilho do sol.

A distribuição de velocidade para as moléculas de água num lago, à temperatura normal de um dia de verão, pode ser representada por uma curva semelhante à Fig. 2.4. Muitas das moléculas não têm energia suficiente para escapar da água através da sua superfície. No entanto, um pequeno número de moléculas muito rápidas, cujas velocidades estão na região extrema direita da curva de distribuição, podem fazê-lo. São estas moléculas de água que “evaporam”, tornando possível a formação de nuvens e a chuva. Essa característica da distribuição de velocidade é que permite a formação de íons dentro do tubo de descarga, pois nas lâmpadas HPS, a energia média dos elétrons é bem inferior à energia de ionização.

A energia cinética média molecular é proporcional à temperatura absoluta do plasma, conforme descrita na Eq. (2.7). Devido à orientação do campo elétrico, o movimento dos elétrons será considerado tendo apenas um grau de liberdade.

$$v = \frac{\sqrt{2 \cdot k_B \cdot T}}{m_e} \quad (2.7)$$

A condutividade elétrica é função da densidade de elétrons, da temperatura, da velocidade dos elétrons e das concentrações dos gases. Assumindo a distribuição de velocidade de Maxwell para os elétrons [9], chega-se a Eq. (2.8) para o cálculo da condutividade elétrica.

$$\sigma = \frac{4 \cdot n_e \cdot e^2}{3 \cdot m_e} \cdot \int_0^{\infty} \frac{W^{3/2} \cdot \exp(-W)}{V_C(W)} dW \quad (2.8)$$

Sendo:

$$W = \frac{m_e \cdot v^2}{2 \cdot k_B \cdot T} \quad (2.9)$$

Onde:

n_e = Densidade de elétrons; e = Carga elementar; m_e = massa do elétron; V_C = frequência de colisões; v = velocidade do elétron; k_B = Constante de Boltzmann.

A princípio pode-se acreditar que o aumento da velocidade dos elétrons provoca um aumento na frequência de colisões entre elétrons e átomos. Entretanto, a área efetiva de

colisão de um átomo é função da velocidade dos elétrons. A passagem de um elétron, em baixa velocidade, próxima de um átomo pode causar uma interação entre eles provocando uma colisão, semelhantemente um elétron em alta velocidade passando na mesma distância do átomo pode não provocar uma colisão. A área do átomo, na qual a passagem de um elétron provoca uma colisão, é denominada de seção de choque.

A seção de choque é função da velocidade dos elétrons e essas relações podem ser levantadas experimentalmente para os diferentes vapores constituintes da lâmpada.

As curvas que representam a relação entre seção de choque e velocidade não se relacionam diretamente com a velocidade dos elétrons, mas com a energia do elétron em elétrons volts. O cálculo da energia cinética do elétron permite relacionar a velocidade com a energia, conforme a Eq. (2.10).

$$E_e [eV] = \frac{1}{2} \cdot m_e \cdot v^2 \quad (2.10)$$

A curva de seção de choque do sódio (Fig. 2.5) foi obtida em Nakamura [15]. Essa curva mostra que existe uma velocidade na qual a seção de choque é máxima; acima dessa velocidade a seção de choque diminui provocando uma diminuição da frequência de colisões. Elétrons com energia acima de 5,138 eV provocam a ionização do átomo de sódio.

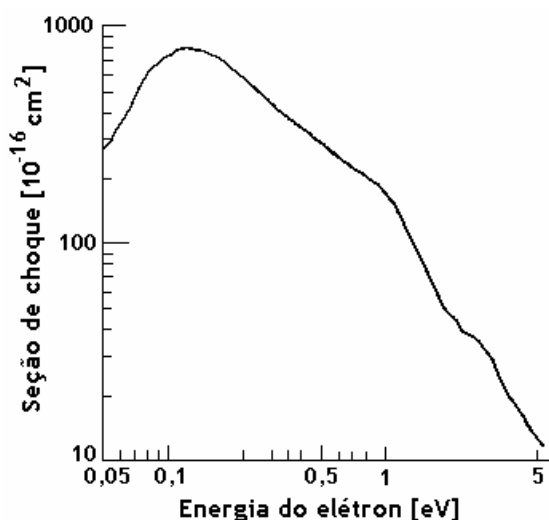


Fig. 2.5 – Seção de choque do sódio em função da energia dos elétrons [15].

A curva de seção de choque do xenônio (Fig. 2.6) foi obtida em Frost [6]. A energia necessária para ionizar os átomos de xenônio é bem superior à necessária para ionizar os átomos de sódio.

Na faixa de temperaturas em que a lâmpada HPS opera, a seção de choque do xenônio é bem menor que a do sódio e do mercúrio, fazendo com que sua influência na condutividade elétrica seja pouco expressiva.

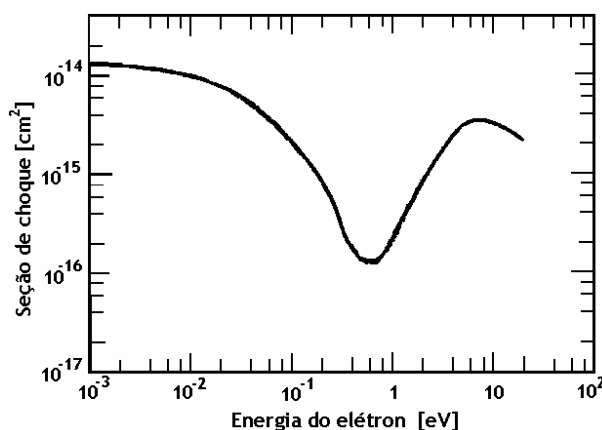


Fig. 2.6 – Seção de choque do xenônio em função da energia dos elétrons [6].

A curva de seção de choque do mercúrio é apresentada na Fig. 2.7 e foi obtida em Nakamura [15].

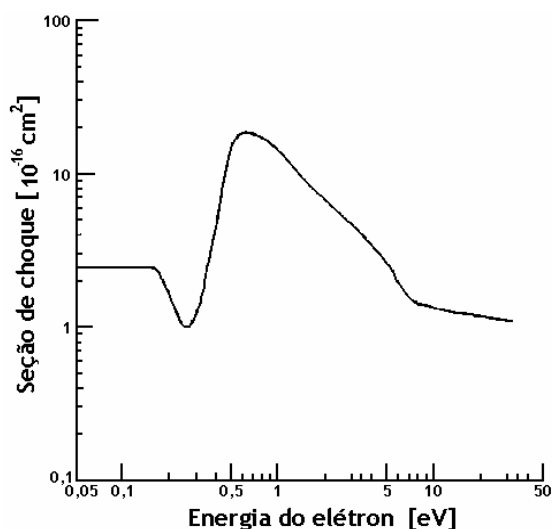


Fig. 2.7 – Seção de choque do mercúrio em função da energia dos elétrons [15].

Os íons presentes na lâmpada durante sua operação devem ser, em sua grande maioria, provenientes do sódio devido a sua baixa energia de ionização. A seção de choque dos íons pode ser determinada de forma aproximada pela Eq. (2.11).

$$\sigma_i = \frac{4 \cdot \pi}{v^4} \cdot \left(\frac{e^2}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot m_e} \right) \cdot \ln \left(\frac{3 \cdot (4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot k_B \cdot T)^{3/2}}{2 \cdot e^3 \cdot (\pi \cdot n_e)^{1/2}} \right) \quad (2.11)$$

Conhecidas as seções de choque dos diferentes gases constituintes da lâmpada, é possível determinar as frequências de colisões existentes numa seção transversal da lâmpada conforme a Eq.(2.12). Na determinação da frequência de colisão, consideram-se as colisões entre elétrons e íons e entre elétrons e átomos.

$$V_C = (n_{Na} \cdot \sigma_{Na} + n_i \cdot \sigma_i + n_x \cdot \sigma_x + n_{Hg} \cdot \sigma_{Hg}) \cdot v \quad (2.12)$$

Onde:

n_{Na} = Densidade de átomos de sódio; n_i = Densidade de íons de sódio; n_x = Densidade de átomos de xenônio; n_{Hg} = Densidade de átomos de mercúrio; σ_{Na} = Seção de choque dos átomos de sódio; σ_x = Seção de choque dos átomos de xenônio; σ_{Hg} = Seção de choque dos átomos de mercúrio; σ_i = Seção de choque dos íons.

Conhecendo a taxa de ionização do sódio para algumas temperaturas é possível interpolar esses pontos, obtendo a relação entre a densidade de elétrons e a densidade de íons em função da temperatura. Através da equação de Saha [9] é possível determinar a densidade de elétrons e de íons utilizando a relação obtida anteriormente. A Eq. (2.13) apresenta a equação de Saha.

$$n_e \cdot n_i = 2 \cdot n_0 \cdot \frac{U_i}{U_0} \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot m_e \cdot k_B \cdot T)^{3/2}}{h^3} \cdot \exp \left(\frac{-E_i + \Delta E_i}{k_B \cdot T} \right) \quad (2.13)$$

Onde:

n_0 = Densidade de átomos no estado fundamental; U_i = Função de partição do íon; U_0 = Função de partição do átomo; E_i = Energia de ionização.

Nas temperaturas mais altas alcançadas pelas lâmpadas HPS a taxa de ionização se torna expressiva, tornando a condutividade elétrica mais independente da temperatura, devido a quase-neutralidade de cargas presentes no plasma.

A densidade de átomos no estado fundamental é função da densidade de átomos total e de algumas relações estatísticas, conforme a Eq. (2.14). Nos átomos de sódio, a densidade de átomos no estado fundamental é muito próxima da densidade de átomos total quando operando nas condições típicas das lâmpadas HPS com alimentação senoidal. Entretanto, na alimentação pulsada as elevadas temperaturas alcançadas pelas lâmpadas HPS geram uma substancial elevação da energia cinética dos elétrons, provocando um despovoamento dos níveis quânticos de mais baixa energia do átomo de sódio.

$$n_0(r) = \frac{g_0}{U_0} \cdot n_{Na} = \frac{g_0}{U_0} \cdot \frac{P_{Na}}{k_B \cdot T(r)} \quad (2.14)$$

Onde:

U_0 é aproximadamente igual a g_0 para uma lâmpada HPS em condições típicas.

A densidade de elétrons é obtida pela Eq. (2.13) e sendo conhecida a frequência de colisão (Eq. (2.12)) é possível calcular a condutividade elétrica da lâmpada utilizando a Eq. (2.8). A Fig. 2.8 apresenta a condutividade da lâmpada para diferentes concentrações de sódio, mercúrio e xenônio.

Ao analisar as curvas de seção de choque verifica-se que o sódio apresenta a maior seção de choque entre as substâncias presentes na lâmpada HPS, nas condições de operação da lâmpada, devendo dessa forma apresentar menor condutividade. Entretanto, através da equação de Saha verifica-se que a grande maioria dos elétrons livres são provenientes dos átomos de sódio, tornando o sódio o maior responsável pelo aumento da condutividade.

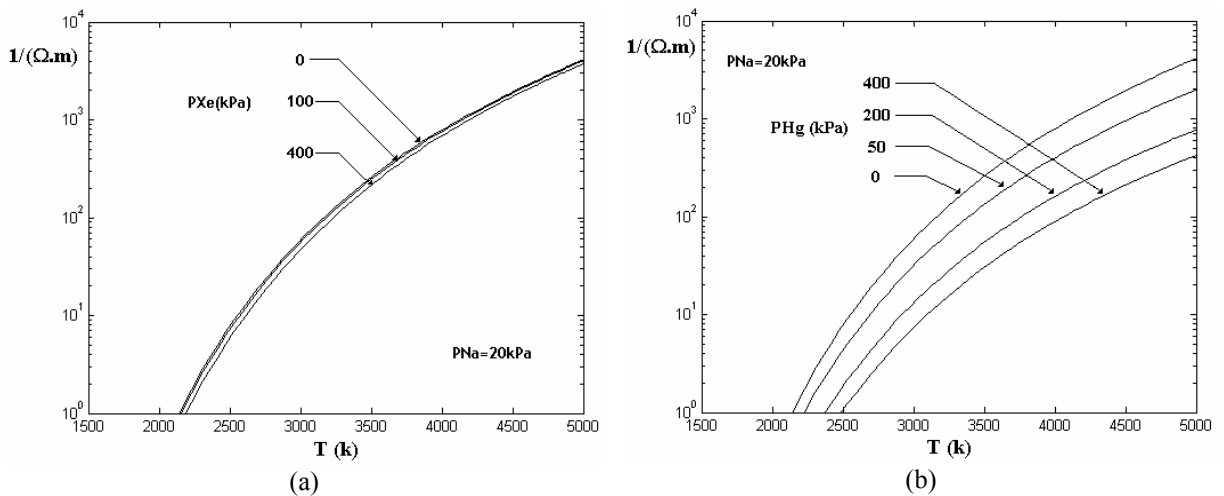


Fig. 2.8 – Variação da condutividade elétrica da lâmpada HPS em função da temperatura: a) Para diferentes concentrações de xenônio; b) Para diferentes concentrações de mercúrio.

O aumento da concentração de mercúrio gera um aumento da frequência de colisões⁴, provocando uma redução da condutividade, que não é compensada pelo aumento da densidade de elétrons como ocorre no átomo de sódio, pois o mercúrio contribui com uma pequena parcela na densidade de elétrons total.

b) Condutividade térmica

A condutividade térmica do vapor de sódio em alta temperatura pode ser calculada pela Eq. (2.15), fornecida por Hirschfelder, conforme descrita por Groot [9].

$$k = \frac{1989,1 \cdot (T/M_m)^{1/2}}{\sigma_c^2 \cdot \Omega^{(2,2)} \cdot (T^*)} \quad (2.15)$$

Onde:

$\Omega^{(2,2)}$ = Integral das colisões para o potencial de Lennard Jones; $T^* = k_B \cdot T / \varepsilon$ = Redutor de temperatura; σ_c = Parâmetros em função do potencial; M_m = Massa molar.

O mercúrio e o xenônio podem ser utilizados como gases moderadores na lâmpada HPS. Eles apresentam uma condutividade térmica bem menor que a do sódio, minimizando significativamente a condutividade térmica da lâmpada.

A relação de condutividade térmica para uma mistura de gases é função da condutividade de cada elemento e da sua pressão parcial, conforme Eq. (2.16).

$$k = \frac{P_{Na} \cdot k_{Na} + P_x \cdot k_x}{P_{Na} + P_x} \quad (2.16)$$

As variáveis presentes na equação de Hirschfelder são de difícil obtenção. Contudo, uma boa aproximação do cálculo da condutividade térmica pode ser obtida através da Eq. (2.17) [10].

$$k(T) = 3 \cdot 10^{-5} \cdot T \left[\frac{W}{m \cdot K} \right] \quad (2.17)$$

⁴ A seção de choque do mercúrio apresenta comportamento próximo ao do sódio

A condutividade térmica do xenônio e do mercúrio são muito próximas e foram obtidas através das curvas de condutividade térmica apresentadas por Groot [9]. A Fig. 2.9 representa a curva de condutividade térmica da mistura de sódio e de xenônio para diferentes concentrações.

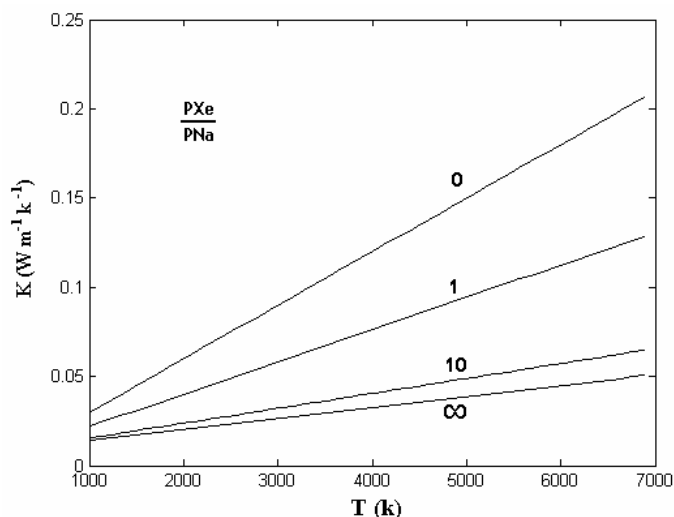


Fig. 2.9 – Curvas de condutividade térmica para diferentes relações entre sódio e xenônio [9].

c) Calor específico

O calor específico representa a razão entre o calor absorvido pelo sistema isolado termicamente e o aumento da temperatura em função desse calor absorvido. Dentro de uma ampla faixa de temperatura os gases apresentam o coeficiente de calor específico praticamente constante.

O calor específico nos gases ideais é dado pela Eq. (2.18).

$$C_p = \frac{5}{2} \cdot k_B \cdot N \left[\frac{\text{J}}{\text{mol} \cdot \text{K}} \right] \quad (2.18)$$

Onde:

C_p = calor específico; N = Número de avogrado.

Em temperaturas elevadas como as que são alcançadas dentro do tubo de descarga, o calor específico aumenta com a elevação da temperatura, sendo que esta variação do calor específico deve ser considerada no modelo.

Groot [9] apresenta a variação do calor específico do sódio em função da temperatura. Este gráfico foi interpolado e aplicado no modelo.

2.3. Cálculo do espectro emitido pela lâmpada

Os átomos de sódio são facilmente excitados e ionizados quando comparados aos átomos de mercúrio e xenônio, devido a sua baixa energia de excitação e ionização. As transições $3^2S_{1/2} - 3^2P_{1/2}$ e $3^2P_{1/2} - 3^2S_{3/2}$ são as que requerem menor energia no átomo de sódio (ver Fig. 2.11), ocorrendo dessa forma com maior frequência. Essas duas transições são denominadas de linhas D e emitem radiação nas frequências de 589 e 589,59 nm respectivamente. Outro fator que favorece a predominância das linhas D no espectro das lâmpadas de vapor de sódio é a necessidade de uma pré-excitação que certos níveis quânticos necessitam para serem alcançadas. Essas pré-excitações em muitos casos são as próprias transições denominadas de linhas D.

Na lâmpada ocorrem todas as transições possíveis do sódio, xenônio e mercúrio, mas muitas vezes as transições que requerem maiores níveis de energia ocorrem com frequência muito baixa, não se tornando perceptível no espectro fornecido pela lâmpada. Através da distribuição de Maxwell é possível verificar a existência de elétrons numa ampla faixa de energia, mas, à medida que se distancia da energia média desses elétrons, a quantidade dos mesmos reduz expressivamente. Para alcançar os níveis quânticos de mais elevada energia é necessário que os elétrons alcancem uma energia cinética também elevada, podendo assim realizar uma colisão que transfira essa energia necessária.

As lâmpadas de vapor de sódio de baixa pressão possuem um espectro com duas linhas espectrais dentro da região visível denominadas de linhas D, essas linhas são muito próximas caracterizando uma alimentação monocromática amarela. Já as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão não emitem as linhas D, devido à absorção dessa radiação pelo próprio vapor de sódio presente na periferia do tubo de descarga, que apresenta elevada densidade e uma baixa temperatura, provocando assim, um elevado coeficiente de absorção na periferia do tubo de descarga, que proporciona a reabsorção das linhas D.

Essa energia reabsorvida provoca uma expansão das bordas espectrais das linhas D [23]. Quanto maior a pressão, maior o gradiente de temperatura axial, provocando assim um aumento da densidade na periferia do tubo de descarga, proporcionando um aumento da reabsorção e um maior alargamento das bordas espectrais.

No cálculo do espectro radiante emitido pela lâmpada, considera-se apenas uma dimensão de emissão de energia; somente os pontos sobre o diâmetro da seção de corte da lâmpada serão considerados. Com o observador fixo, percorre-se o diâmetro da seção de

corte calculando a emissão de energia em cada ponto e o coeficiente de absorção do ponto até o observador [9], conforme a Fig. 2.10.

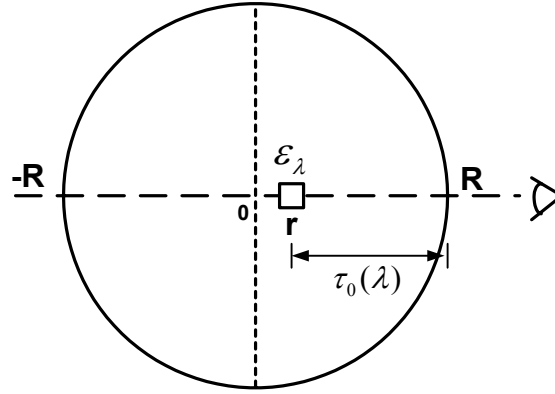


Fig. 2.10 – Seção de corte do cilíndrico de descarga percorrido pelo elemento diferencial de área.

Os demais pontos da seção de corte do cilindro de descarga apresentam uma influência no espectro resultante, mas a mesma será desprezada em decorrência do fluxo luminoso sair de forma homogênea para descargas simétricas.

Ao longo do diâmetro da lâmpada, há grandes variações da temperatura que provocam grandes variações na característica de emissão e absorção de energia; para cada elemento diferencial de área deve-se calcular a absorção total desse ponto até o observador, conforme a Eq. (2.19).

$$\tau_0 = \int_r^R k_L(\lambda, r') \cdot dr' \quad (2.19)$$

A radiação que chega ao observador num dado comprimento de onda é calculada através da Eq. (2.20). Essa equação soma a emissão de energia fornecida por elemento diferencial de área sobre o diâmetro da seção de corte, considerando a absorção de energia dos respectivos elementos diferenciais de área até o observador.

$$L_\lambda = \int_{-R}^R \frac{\varepsilon_\lambda(r)}{4 \cdot \pi} \cdot \exp \left[- \int_r^R k_L(\lambda, r') \cdot dr' \right] \cdot dr \quad (2.20)$$

Onde:

k_L = Coeficiente de absorção; ε_λ = Coeficiente de emissão espectral.

O coeficiente de emissão espectral é formado pelo produto entre a radiação do corpo negro e o índice de absorção para o mesmo ponto, conforme a Eq. (2.21).

$$\varepsilon_{\lambda}(r) = k_L(\lambda, r) \cdot B_{\lambda}(T) \quad (2.21)$$

A radiação do corpo negro ($B_{\lambda}(T)$) é função do comprimento de onda e da temperatura, conforme a Eq. (2.22).

$$B_{\lambda}(T) = 2 \cdot \left(h \cdot \frac{c^2}{\lambda^5} \right) \cdot \frac{1}{\left(\exp\left(\frac{h \cdot c}{\lambda \cdot k_B \cdot T} \right) - 1 \right)} \quad (2.22)$$

Onde:

h = Constante de Planck; c = Velocidade da luz; k_B = Constante de Boltzmann.

2.3.1. Cálculo dos coeficientes de absorção

Na lâmpada de vapor de sódio de alta pressão existem três processos de absorção e emissão de radiação de maior importância, linhas atômicas, bandas moleculares e recombinações contínuas.

a) Processo envolvendo linhas atômicas

A transição dos elétrons de um nível quântico mais elevado para um nível mais baixo do átomo provoca a emissão de energia. Sendo o comprimento de onda da radiação emitida por essa transição função dos níveis quânticos envolvidos na mesma.

A Eq. (2.23) permite determinar o coeficiente de absorção relacionado a esse processo, conforme apresentado por Groot [9].

$$k_L(\lambda, r) = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0} \cdot \frac{\pi \cdot e^2}{m_e \cdot c} \cdot f_0 \cdot n_1(r) \cdot P(\lambda, r) \quad (2.23)$$

Onde:

f_0 = força da oscilação; n_1 = Densidade de átomos no primeiro estado excitado; $P(\lambda, r)$ = Perfil de curva normalizado em função da frequência para uma coordenada radial.

As mais importantes transições do sódio são descritas na Fig. 2.11. Essas transições emitem radiação com comprimentos de onda específicos.

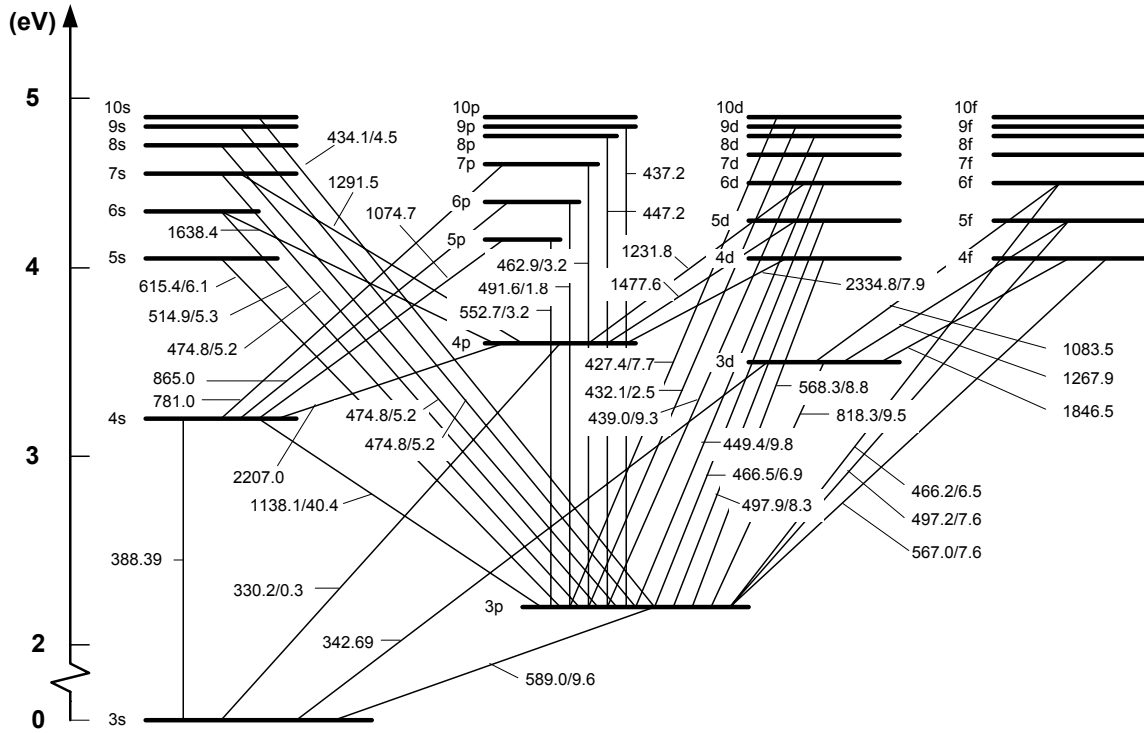


Fig. 2.11 - Diagrama Grotriano do sódio (comprimento de onda em nm) [9].

Através da Equação de Ludwig Boltzmann (Eq. (2.24)) é possível determinar a relação entre a densidade de átomos com um grau de excitação $(i+1)$ em relação à densidade de átomos com grau de excitação (i) .

$$n_1(r) = n_0(r) \cdot \frac{g_1}{g_0} \cdot \exp\left(\frac{-E_1 + E_0}{k_B \cdot T(r)}\right) \quad (2.24)$$

Onde:

g_1 = Peso estatístico para átomos no nível superior; g_0 = Peso estatístico para átomos no nível inferior; E_1 = Quantidade de energia do nível superior; E_0 = Quantidade de energia do nível inferior.

O perfil de curva normalizado $(P(\lambda, r))$ é um dos fatores que descreve a influência da pressão na distribuição espectral. O alargamento das linhas do átomo pode ser calculado de forma aproximada utilizando o perfil de Lorentz [9], [20], conforme a Eq. (2.25).

$$P(\lambda, r) = \frac{\Delta\nu_{1/2}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{(\nu - \nu_0)^2 + \left(\frac{\Delta\nu_{1/2}}{2}\right)^2} \quad (2.25)$$

Onde:

$\Delta\nu_{1/2}$ = Alargamento ressonante; ν_0 = Freqüência ressonante; ν = Freqüência para um dado comprimento de onda ($\nu = c/\lambda$).

O alargamento ressonante ($\Delta\nu_{1/2}$) é proporcional à força de oscilação e ao número de átomos no estado fundamental, segundo a Eq. (2.26).

$$\Delta\nu_{1/2} \approx \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0} \cdot \frac{e^2}{2 \cdot \pi \cdot m_e \cdot \nu_0} \cdot f_0 \cdot n_0 \quad (2.26)$$

b) Processo envolvendo recombinação contínua

A recombinação contínua ou radiação livre-banda é produzida pela recombinação dos elétrons livres com os átomos de sódio ionizados (Eq.(2.27)). Os outros átomos presentes dentro do tubo de descarga praticamente não contribuem nesse processo devido a elevada energia de ionização.



Onde:

Na^+ = Átomos de sódio ionizados; e^- = Elétrons livres; Na^* = Átomos de sódio no primeiro estado excitado.

O coeficiente de emissão é proporcional ao produto da densidade de elétrons e íons, fornecida pela Eq.(2.13).

O coeficiente de absorção está relacionado ao processo inversor, denominado de foto-ionização, descrito na Eq.(2.28).

$$k(\nu, r) = \sigma(\nu) \cdot n_1(r) \quad (2.28)$$

Onde:

$\sigma(\nu)$ = Seção transversal de foto-ionização para o primeiro estado excitado em função da freqüência.

c) Processo envolvendo bandas moleculares e radiação contínua

As altas temperaturas na região central do tubo de descarga fazem com que as moléculas estáveis nessa região estejam completamente desassociadas. Dessa forma, não se pode esperar uma expressiva emissão de radiação proveniente das bandas moleculares nessa região. A emissão das bandas moleculares se concentra principalmente nas regiões mais “frias” do tubo de descarga.

O coeficiente de absorção decorrente desse fenômeno pode ser calculado utilizando a Eq. (2.29) apresentado por Groot [9] e Proud [16].

$$k_L(\lambda, r) = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0} \cdot \frac{\pi \cdot e^2}{2 \cdot m_e \cdot c} \cdot f \cdot g_1 \cdot R_{AB}^2 \cdot \frac{|dR_{AB}|}{|d\nu|} \cdot [A] \cdot [B] \cdot \exp\left(\frac{-E_L(R_{AB})}{k_B \cdot T(r)}\right) \quad (2.29)$$

Esse fenômeno tem uma contribuição significativa no espectro total emitido pelas lâmpadas HPS. Todavia, a modelagem desse fenômeno apresenta grande complexidade.

2.4. Cálculo da potência radiante total

A potência radiante emitida por um volume elementar de plasma é obtida pela diferença entre a emissão radiante nesse local e a absorção da radiação incidente nesse mesmo local vinda de todos os outros volumes elementares de plasma [2], [4], [9], [12]. A Eq. (2.30) calcula a potência radiante de um volume elementar para um dado comprimento de onda.

$$U_\lambda(r) = 4 \cdot \pi \cdot (\epsilon_\lambda(r) - k(\lambda, r) \cdot J_\lambda(r)) \quad (2.30)$$

Onde:

J_λ = Radiação incidente sobre o volume elementar do plasma proveniente de todos os outros elementos diferenciais de volume.

Para se determinar a radiação incidente sobre o volume elementar do plasma, é necessário calcular a radiação gerada individualmente em cada elemento diferencial de volume e a respectiva absorção entre esse volume diferencial e o volume elementar que

está sendo calculado. Para realizar esse cálculo, é necessário percorrer todos os ângulos sólidos possíveis conforme a Eq. (2.31).

$$U_{\lambda}(r) = \int_{\Omega} [\varepsilon_{\lambda}(r) - k(\lambda, r) \cdot J_{\lambda}(r, \bar{s})] d\omega \quad (2.31)$$

A radiação emitida no ponto M' (Fig. 2.12) na direção de s é determinada pela Eq. (2.32).

$$J_{\lambda}(r, \bar{s}) = \frac{\varepsilon_{\lambda}(r)}{4 \cdot \pi} \cdot \exp \left[- \int_P^{M'} k(\lambda, \bar{s}) ds \right] \quad (2.32)$$

A potência radiante total gerada por um volume elementar de área é dada pela soma das potências radiantes em todos os comprimentos de onda no qual esse plasma emite radiação e em todas as direções possíveis. A Eq. (2.33) representa a equação completa para o cálculo da potência radiante num dado ponto [13].

$$U(r) = \int_{\lambda} \int_{\theta} \int_{\varphi} \left[\left(\varepsilon_{\lambda}(r) - \int_P^M \left(k(\lambda, M') \cdot \frac{\varepsilon_{\lambda}(M')}{4 \cdot \pi} \cdot \exp \left(- \int_P^{M'} k(\lambda, \bar{s}) \cdot ds' \right) \right) \cdot ds \right) \right] \cdot \sin(\theta) \cdot d\varphi \cdot d\theta \cdot d\lambda \quad (2.33)$$

A geometria do cilindro de descarga, para cálculo da potência radiante, é apresentada na Fig. 2.12.

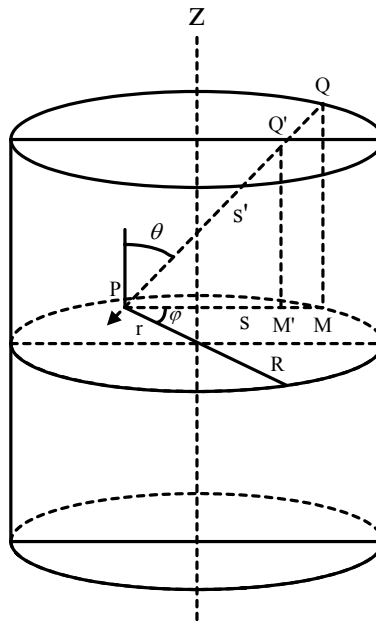


Fig. 2.12 - Geometria do tubo de descarga para cálculo da potência radiante.

O coeficiente de absorção não varia longitudinalmente, permitindo o cálculo do coeficiente de absorção entre os pontos P e Q, utilizando sua projeção no plano e sua simetria em relação à origem.

A integração numérica do coeficiente de absorção entre dois pontos necessita da distância na direção de \vec{s} para cada passo de integração, conforme pode ser observado na Fig. 2.12. Para simplificar esse cálculo, projeta-se a reta PQ no plano, dando origem a reta PM. O cálculo da distância percorrida sobre a reta PM entre dois raios definidos no plano cilíndrico é feito através do teorema de Pitágoras utilizando triângulos formados pelos raios e a reta perpendicular à reta PM que passa pela origem (Fig. 2.13). Utilizando dois triângulos é possível calcular a distância percorrida sobre a reta PM entre dois raios, conforme a Eq. (2.34).

$$\Delta d = \sqrt{r_{j+1}^2 - a^2} - \sqrt{r_j^2 - a^2} \quad (2.34)$$

Onde:

Δd = Distância sobre a reta \vec{s} entre duas circunferências concêntricas; a = menor distância entre a reta e a origem; r_{j+1} e r_j = raios do cilindro.

Para um ângulo φ menor que 90° graus, $a = r_i \cdot \text{sen}(\varphi)$, sendo r_i a distância do ponto analisado em relação a origem, para um ângulo φ maior que 90° graus, $a = r_i \cdot \text{sen}(180 - \varphi)$.

Definida a distância no plano, utiliza-se o ângulo θ para determinar a distância no espaço sobre a reta \vec{s} .

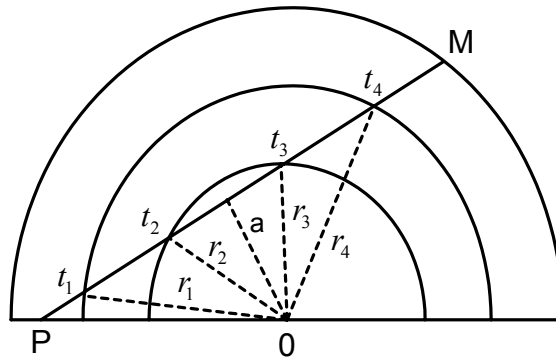


Fig. 2.13 – Geometria da seção de corte do cilíndrico de descarga.

Esse método exige um tempo muito grande de processamento até para os computadores atuais, tornando a simulação muito lenta. Para simplificar o cálculo utilizou-se alguns recursos matemáticos apresentados em [12].

A radiação incidente sobre um volume elementar de plasma proveniente de todos os outros elementos diferenciais de volume, pode ser calculada pela Eq. (2.35).

$$J_{\lambda}(r) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \int_P^M (\varepsilon_{\lambda}(M') \cdot G_0(\tau'_{\lambda}) \cdot dM' \cdot d\varphi) \quad (2.35)$$

Sendo $G_n(\tau'_{\lambda})$ a função de Kernels dada pela Eq. (2.36).

$$G_n(\tau'_{\lambda}) = \int_0^{\pi} \left(\sin^n(\theta) \cdot \exp \left(-\frac{1}{\sin(\theta)} \cdot \int_P^{M'} k(\lambda, M'') \cdot dM'' \right) \right) \cdot d\theta \quad (2.36)$$

Agrupando as Eq. (2.31), Eq. (2.35) e Eq. (2.36) é possível obter a expressão completa para o cálculo da potência radiante emitida por um elemento diferencial de área, conforme apresentada na Eq. (2.37).

$$U(r) = \int_{\lambda} \left[4 \cdot \pi \left(\varepsilon_{\lambda}(r) - k(\lambda, r) \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \int_P^M (\varepsilon_{\lambda}(M') \cdot \int_0^{\pi} \left(\exp \left(-\int_P^{M'} k(\lambda, M'') dM'' \right) d\theta \right) dM' \cdot d\varphi \right) \right] d\lambda \quad (2.37)$$

2.5. Conexão do circuito elétrico com o modelo

Todas as reações físicas e químicas que ocorrem dentro do tubo de descarga das lâmpadas HPS estão relacionadas de forma direta ou indireta com o campo elétrico (veja Eq. (2.1)). Através do campo elétrico é possível determinar a tensão de arco da lâmpada e vice-versa.

A corrente na lâmpada pode ser calculada pela lei de Ohm, mas deve-se ressaltar que a condutividade elétrica da lâmpada tem um comportamento extremamente não linear.

Assumindo-se que a descarga não sofra alteração ao longo do comprimento do tubo de descarga, e apresenta simetria ao longo do eixo axial em relação ao centro do tubo de descarga, é possível utilizar a Eq. (2.38) para cálculo da corrente elétrica na lâmpada.

Na maioria dos circuitos elétricos utilizados para a alimentação das lâmpadas HPS a corrente elétrica é controlada, ficando a tensão como consequência da mesma. Nesses casos a Eq. (2.38) deve ser utilizada para calcular o campo elétrico a partir da corrente.

$$I = 2 \cdot \pi \cdot E \cdot \int_0^R r \cdot \sigma(r) \cdot dr \quad (2.38)$$

2.6. Método computacional utilizado para cálculo do modelo

O modelo apresentado nesse capítulo necessita de um esforço computacional muito grande, devido ao grande número de integrações e derivações numéricas. Desta forma, o programa MATLAB[®] foi escolhido para a implementação do modelo em virtude da sua grande capacidade e flexibilidade para manipulação de vetores e matrizes. O fluxograma do programa implementado no MATLAB[®] é apresentado na Fig. 2.14.

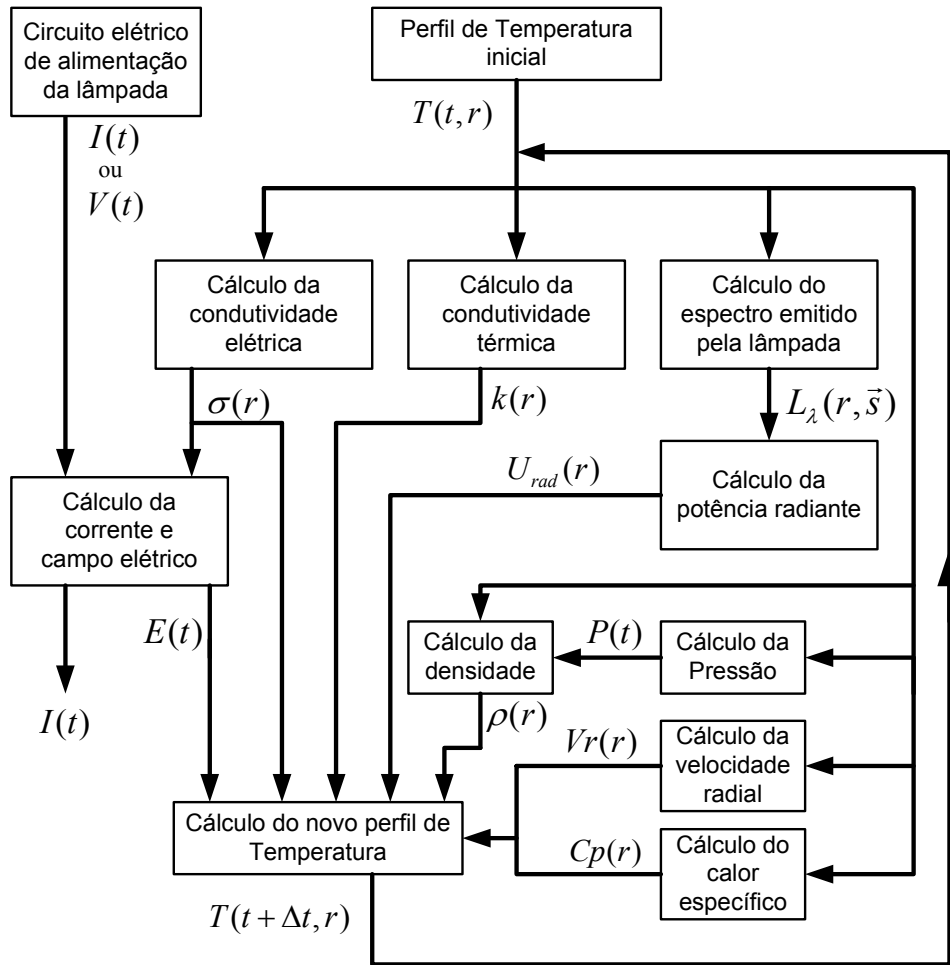


Fig. 2.14 – Fluxograma do programa implementado no MATLAB[®].

Através do fluxograma é possível observar que todas as características da lâmpada estão vinculadas à temperatura, tornando esta a característica mais importante na análise dinâmica da lâmpada. A cada passo de cálculo, um novo perfil de temperatura é determinado e todas as demais características da lâmpada devem ser calculadas para esse novo perfil de temperatura.

2.7. Influência da alimentação no comportamento da lâmpada

De acordo com a forma de alimentação das lâmpadas HPS, seu comportamento muda significativamente. Neste item pretende-se analisar as lâmpadas sobre diferentes formas de alimentação.

2.7.1. Alimentação da lâmpada com indutância em série

A alimentação das lâmpadas HPS em 60 Hz utilizando uma indutância como elemento estabilizador da corrente, tem sido a forma mais difundida de alimentação das mesmas.

Através da Fig. 2.8 verifica-se que o aumento da temperatura provoca o aumento da condutividade elétrica. Por sua vez, o aumento da condutividade elétrica provoca o aumento da corrente, que gera um maior aquecimento do plasma no interior da lâmpada. Essa característica de realimentação positiva da temperatura na lâmpada faz com que a mesma necessite de um elemento limitador de corrente.

Os reatores eletromagnéticos utilizam uma indutância em série com a lâmpada para limitar a corrente na mesma. Nesse item será apresentado o comportamento da lâmpada para esse tipo de alimentação.

A Fig. 2.15 mostra o comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga da lâmpada obtido por simulação com o modelo, quando alimentada com forma de onda senoidal em 60 Hz. Esses resultados foram obtidos com parâmetros diferentes dos fornecidos por Dakin [4].

O crescimento da corrente faz com que a potência transferida à lâmpada também cresça, pois a tensão sobre a lâmpada permanece praticamente constante, gerando um aumento de temperatura. Entretanto, o crescimento da temperatura é atenuado pelo aumento das trocas de calor com o meio e pelo aumento da radiação emitida pela lâmpada.

É importante ressaltar que na alimentação em baixa frequência a dinâmica de variação da corrente é lenta quando comparada ao tempo de estabilização do plasma.

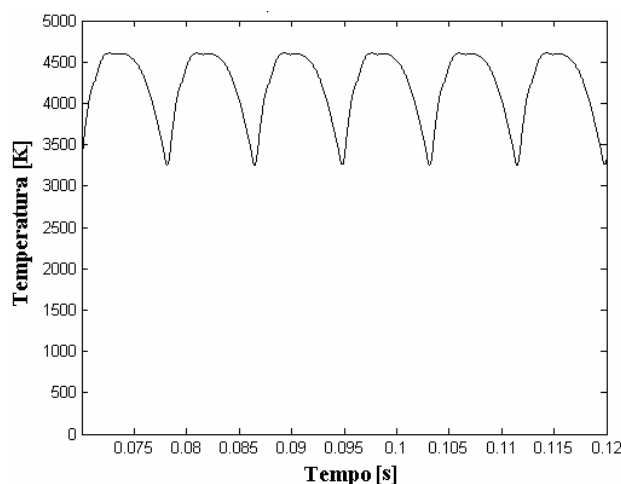


Fig. 2.15 – Simulação do comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga quando a lâmpada é alimentada com corrente senoidal em 60 Hz.

A Fig. 2.16 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada obtidas por simulação quando alimentada por um reator eletromagnético em baixa frequência.

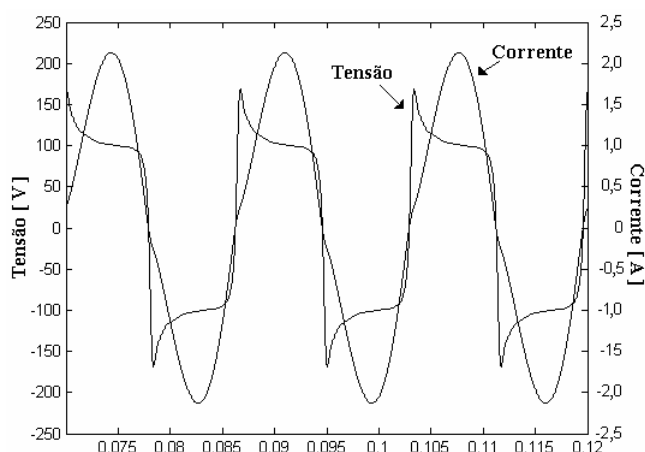


Fig. 2.16 – Formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada obtidas por simulação.

Os parâmetros que interferem na temperatura, anteriormente descritos, fazem com que a cada variação da corrente o sistema dentro da lâmpada alcance um novo ponto de equilíbrio. No instante que a corrente passa por zero a temperatura no plasma decai bastante, pois é bem grande esse intervalo em que a corrente tem valor baixo quando

comparado à dinâmica do plasma, fazendo com que o plasma apresente uma baixa condutividade em virtude da baixa temperatura, sendo necessário um elevado campo elétrico para forçar o retorno da circulação da corrente na lâmpada.

Após o transitório de reignição do arco, a tensão sobre a lâmpada permanece praticamente constante, sendo as variações de corrente compensadas pela variação da condutividade da lâmpada.

2.7.2. Alimentação pulsada da lâmpada com resistência em série

A alimentação pulsada para as lâmpadas HPS vem sendo objeto de pesquisa há muitos anos, em virtude da sua utilização proporcionar melhorias nas características da luz emitida pela lâmpada, tais como: aumento do índice de reprodução de cor e aumento da temperatura correlata de cor. Todavia, esse tipo de alimentação só tornou-se viável nos últimos anos com a melhoria dos interruptores que minimizaram as perdas de comutação e condução.

Na alimentação pulsada, normalmente se utiliza um baixo valor de razão cíclica, proporcionando um elevado tempo de esfriamento do plasma. Durante esse intervalo a condutividade da lâmpada diminui. No instante que é aplicado um pulso de tensão na lâmpada sua condutividade encontra-se muito baixa, fazendo com que a lâmpada absorva uma elevada potência e aqueça rapidamente, alcançando temperaturas superiores às que alcançaria se fosse alimentada com uma tensão senoidal. A alimentação pulsada em baixa frequência permite que a temperatura do plasma dentro do tubo de descarga varie numa ampla faixa durante um ciclo da corrente de alimentação. Essa variação da temperatura provoca uma melhoria das características da luz emitida pela lâmpada.

Para simular o comportamento da lâmpada utilizando um circuito de alimentação com uma resistência em série, utilizou-se a Eq. (2.39) para descrever o comportamento do circuito.

$$V_{pulso} = \frac{I(t)}{2 \cdot \pi \cdot \int_0^R r \cdot \sigma(r) \cdot dr} \cdot l + R_1 \cdot I(t) + V_{el} \quad (2.39)$$

Onde:

l = Distância entre os eletrodos; R_1 = Resistência em série com a lâmpada; V_{el} = Queda de tensão nos eletrodos; V_{pulso} = Tensão pulsada aplicada ao conjunto resistor mais lâmpada; σ = Condutividade elétrica; r = Coordenadas radiais da lâmpada; R = Raio do tubo de descarga.

Nessa forma de alimentação, como existe um resistor em série com a lâmpada, o aumento da condutividade da lâmpada representa uma diminuição da potência fornecida para a mesma, pois o resistor em série limita o crescimento da corrente na lâmpada.

Para gerar uma alimentação pulsada na lâmpada, pode-se utilizar um conversor ponte completa, conforme apresentado na Fig. 2.17.

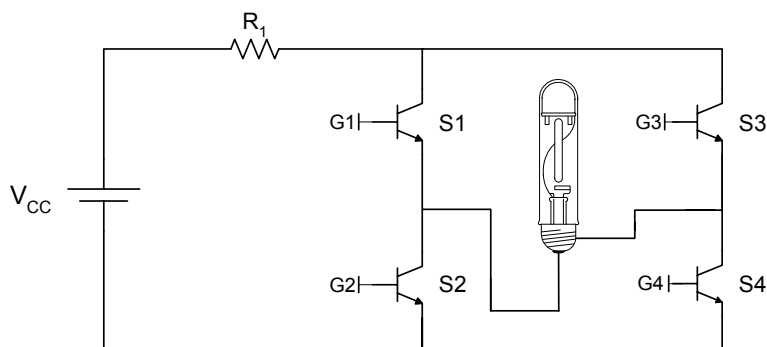


Fig. 2.17 – Circuito de alimentação da lâmpada com resistência em série.

Para validar os resultados obtidos por simulação, utilizando o modelo proposto nesse trabalho, são feitas comparações com os resultados experimentais apresentados por Dakin [4]. As especificações do experimento são apresentadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1. Dados do circuito implementado por Dakin [4], (1984).

Característica do circuito elétrico		
R _i =10 Ω	V _{CC} = 177 V	P _{lamp} = 150 W
f = 500 Hz		D = 0,25
Característica da lâmpada		
Na = 6,25 mg	Hg = 18,75 mg	P _{Xe} = 20 torr (25°C)
D _{cilindro} = 5,5 mm		L _{eletrodos} = 39 mm

Onde:

$D_{cilindro}$ = Diâmetro do tubo de descarga; $L_{eletrodos}$ = Distância entre os eletrodos.

As Fig. 2.18 e Fig. 2.19 mostram o comportamento do campo elétrico no interior do cilindro de descarga, sendo a primeira figura obtida por simulação com o modelo implementado e a segunda através de resultados experimentais obtidos por Dakin [4].

No instante que é aplicado o pulso de tensão, a condutividade da lâmpada está muito baixa, em virtude da baixa temperatura, fazendo com que grande parte da tensão de alimentação fique sobre a lâmpada, provocando um elevado campo elétrico no interior da mesma. À medida que a condutividade da lâmpada aumenta, em consequência do aumento da temperatura, a tensão diminui em virtude da resistência em série.

Com a redução da tensão na lâmpada, a potência fornecida à mesma também diminui, minimizando o crescimento da temperatura que, por sua vez, interfere na redução da condutividade. Essa interação dos fenômenos faz com que a lâmpada encontre uma tensão de equilíbrio.

Na alimentação senoidal em baixa frequência, o crescimento da temperatura na lâmpada acompanha o crescimento da corrente, ficando o campo elétrico entre os eletrodos praticamente constante. Essa dinâmica de crescimento da temperatura na alimentação senoidal em baixa frequência é muito lenta, permitindo um maior intervalo de troca de calor com o meio, minimizando assim os valores máximos de temperatura alcançados pela lâmpada. Na alimentação pulsada uma elevada potência é transferida para a lâmpada durante um curto intervalo de tempo, provocando grandes elevações na temperatura.

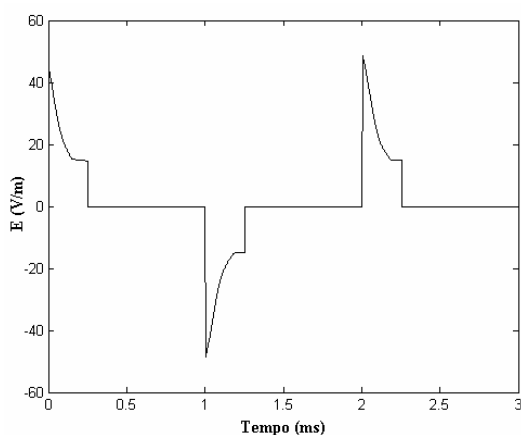


Fig. 2.18 – Resultado de simulação do campo elétrico no interior do tubo de descarga.

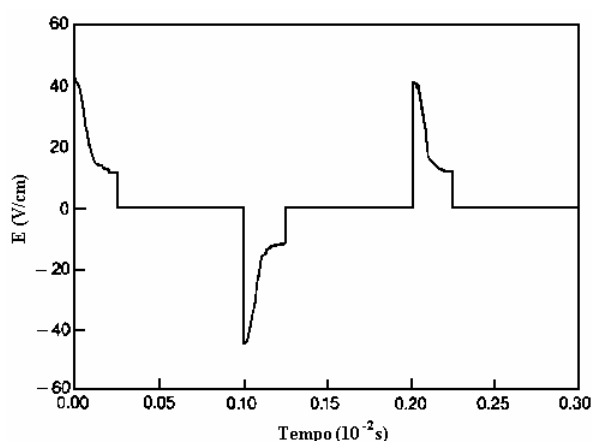


Fig. 2.19 – Resultado experimental do campo elétrico no interior do tubo de descarga [4].

O resultado de simulação da corrente na lâmpada é apresentado na Fig. 2.20. A forma de onda da corrente obtida experimentalmente por Dakin [4] é apresentada na Fig. 2.21. O crescimento da corrente é função do aumento da condutividade da lâmpada.

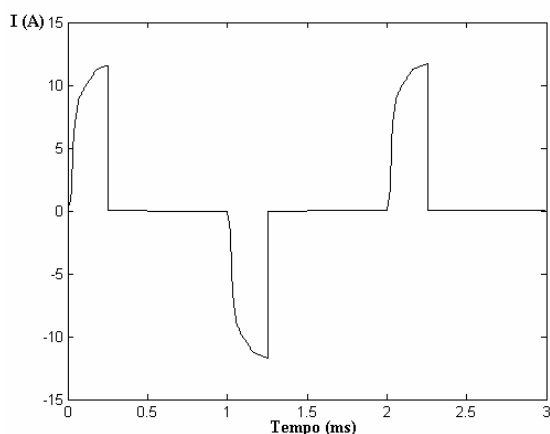


Fig. 2.20 – Resultado de simulação da corrente no interior do tubo de descarga.

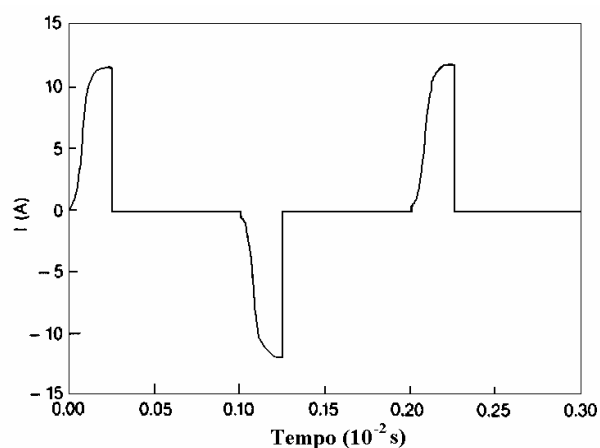


Fig. 2.21 - Resultado experimental da corrente no interior do tubo de descarga [4].

A Fig. 2.22 apresenta o comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga obtida por simulação. A Fig. 2.23 apresenta a mesma temperatura obtida experimentalmente por Dakin [4].

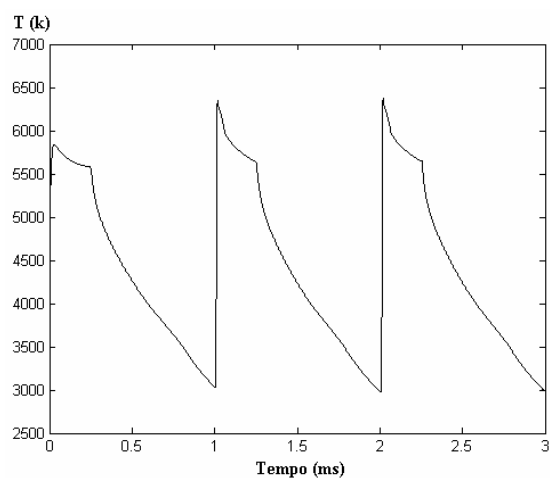


Fig. 2.22 - Resultado de simulação da temperatura no cento do tubo de descarga.

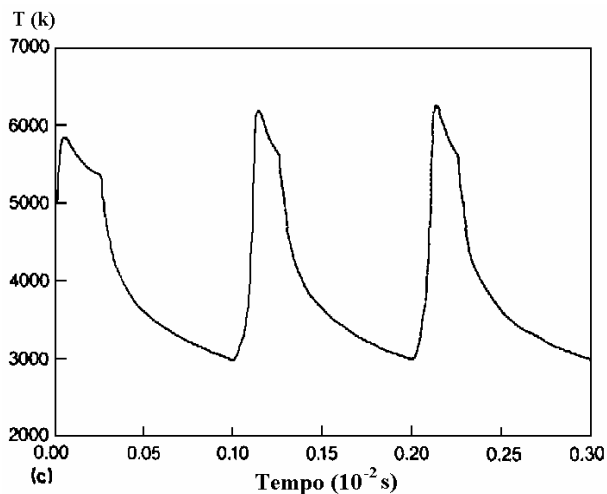


Fig. 2.23 - Resultado experimental da temperatura no cento do tubo de descarga [4].

O perfil de temperatura axial da lâmpada para diferentes instantes de operação é apresentado na Fig. 2.24.

O comportamento da resistência equivalente da lâmpada obtido por simulação é apresentado na Fig. 2.25. A variação da pressão dentro do tubo de descarga obtido por simulação é mostrada na Fig. 2.26.

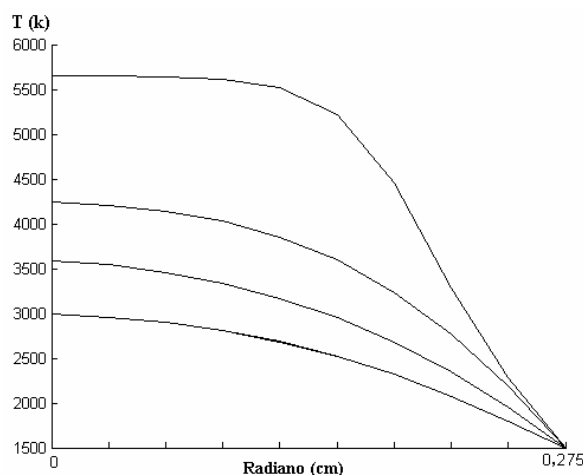


Fig. 2.24 – Perfil de temperatura radial para diferentes instantes de operação.

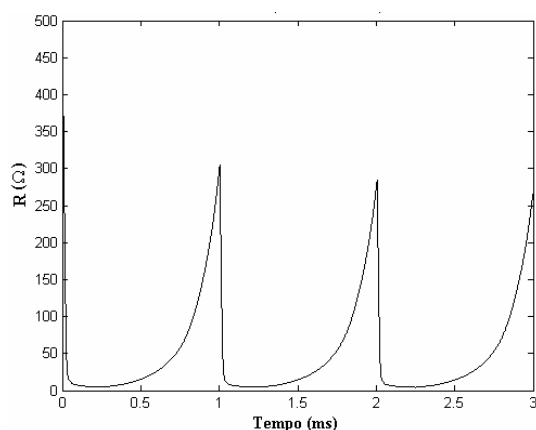


Fig. 2.25 - Resultado de simulação da resistência equivalente da lâmpada.

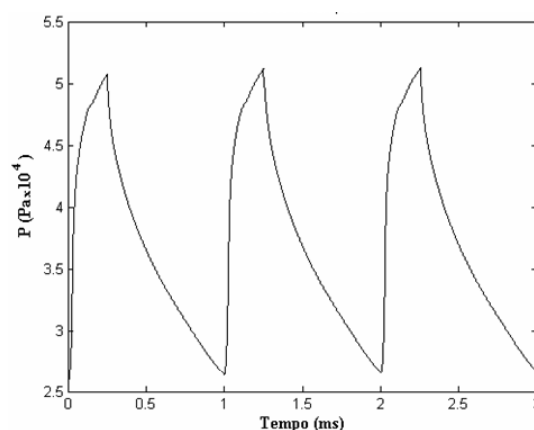


Fig. 2.26 - Resultado de simulação da pressão dentro do cilindro de descarga.

As características da radiação emitida pela lâmpada também são calculadas por esse modelo, possibilitando através de simulação obter uma razoável aproximação do índice de reprodução de cor e do fluxo radiante emitido pela lâmpada. A Fig. 2.27 apresenta o espectro da lâmpada HPS obtido por simulação.

É importante ressaltar que a contribuição das bandas moleculares no espectro total fornecido pelas lâmpadas HPS não foi totalmente equacionada e implementada no modelo, comprometendo a análise das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada HPS. O espectro fornecido pelo modelo também está comprometido em virtude do mesmo não contemplar as linhas atômicas emitidas pelo mercúrio.

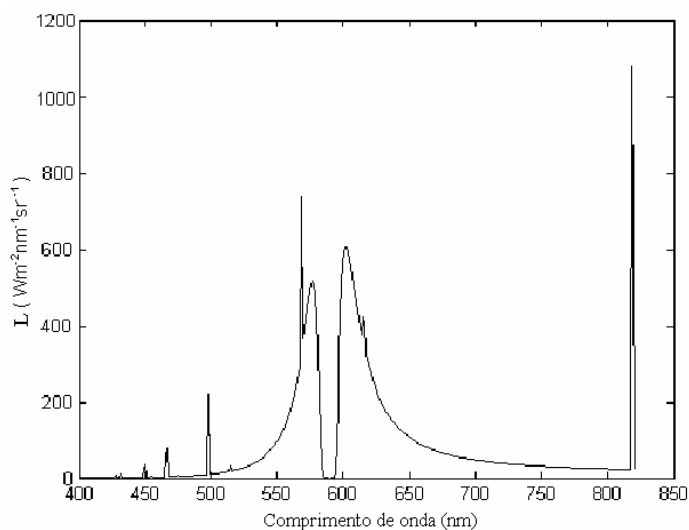


Fig. 2.27 – Espectro da lâmpada HPS obtido por simulação.

As limitações do modelo em relação ao espectro comprometem o cálculo do índice de reprodução de cor e da temperatura correlata de cor obtida pelo modelo. Entretanto, não compromete de forma substancial o cálculo da potência radiante fornecida pela lâmpada.

2.8. Conclusão

Os modelos utilizados atualmente para o desenvolvimento de reatores eletrônicos só são válidos dentro de condições restritas de alimentação. Na alimentação senoidal em alta frequência pode-se aproximar o comportamento da lâmpada como sendo uma resistência, sem cometer grandes erros, semelhante ao modelo apresentado por Correa [3] e Ferrero [5]. Existem modelos mais complexos que foram desenvolvidos para representar o comportamento da lâmpada em baixa frequência, como o apresentado por Ben-Yaakov [1] e Wei [21]. Esses modelos representam bem o comportamento da lâmpada quando alimentada de forma senoidal em baixa frequência. Entretanto são de difícil adaptação para diferentes potências das lâmpadas HPS.

Os modelos citados não representam bem o comportamento da lâmpada quando submetida a outras formas de alimentação, como a alimentação pulsada. As bruscas variações de tensão e de corrente na lâmpada, em virtude da alimentação pulsada, exigem um modelo que contemple uma quantidade maior de fenômenos presentes nas lâmpadas HPS.

O modelo apresentado nesse capítulo permite uma análise mais precisa do comportamento da lâmpada nas diversas condições de alimentação possíveis. Esse modelo proporciona também uma melhor compreensão dos fenômenos que ocorrem dentro do tubo de descarga, pois apresenta características da lâmpada de difícil mensuração na prática, como temperatura e pressão. Dessa forma, é possível realizar uma melhor análise do comportamento do reator mais a lâmpada durante a etapa de simulação, possibilitando uma maior otimização do conjunto.

Os resultados obtidos pelo modelo foram comparados com resultados experimentais, apresentando comportamentos próximos, mostrando a validade do modelo na análise do comportamento das lâmpadas HPS.

Capítulo 3

Alimentação das lâmpadas HPS sem o elemento estabilizador da corrente

3.1. Introdução

As lâmpadas de descarga necessitam de um elemento estabilizador em série para limitar a corrente, caso contrário, a corrente cresceria até atingir um valor muito elevado (“curto circuito”). Essa afirmativa está correta e, em virtude disso, normalmente os reatores utilizam um elemento estabilizador da corrente.

Nesse capítulo pretende-se apresentar uma técnica de alimentação das lâmpadas de descarga sem o elemento estabilizador de corrente. Essa proposta parece contradizer a afirmação do parágrafo anterior. Entretanto, as idéias não são contraditórias visto que a afirmação do parágrafo anterior considera que a corrente na lâmpada cresce até formar um “curto circuito”, dando a entender que existe um intervalo de tempo entre o momento que é aplicada a tensão na lâmpada e o instante que a corrente alcança um valor muito elevado. Esse intervalo de tempo é função da dinâmica de variação da condutividade do plasma dentro do tubo de descarga. Nesse capítulo são apresentados alguns estudos do comportamento dinâmico da lâmpada para diferentes formas de alimentação, pois através da compreensão do comportamento da lâmpada é possível aproveitar a dinâmica de variação da condutividade para estabilizar a corrente na mesma.

A aplicação dos pulsos de tensão em frequências bem mais altas que a dinâmica de variação da condutividade do plasma, permite a implementação de uma malha de controle da corrente na lâmpada que evita o excessivo crescimento da corrente. Dessa forma, realiza-se a estabilização da corrente na lâmpada através da inércia térmica do plasma, pois a condutividade do plasma está diretamente relacionada à temperatura. Algumas técnicas de controle da corrente serão apresentadas nesse capítulo.

A alimentação da lâmpada em alta frequência propicia a formação da ressonância acústica, sendo nesse capítulo apresentadas algumas técnicas de alimentação para minimizar esse efeito.

3.2. Análise do comportamento da lâmpada HPS quando alimentada de forma pulsada em baixa frequência.

De modo geral, as lâmpadas de descarga não apresentam significativa modificação do seu espectro para as diferentes formas de alimentação, mas as lâmpadas HPS se caracterizam como uma exceção a esse padrão de comportamento das lâmpadas de descarga.

Na alimentação pulsada em baixa frequência e baixa razão cíclica, as características calorimétricas da lâmpada sofrem significativa modificação, apresentando um aumento da temperatura correlata de cor e do índice de reprodução de cor [22], [23], [24]. Os principais fenômenos responsáveis pela melhoria das características calorimétricas na alimentação pulsada em relação à alimentação senoidal são descritos a seguir¹:

- a) Nessa técnica de alimentação, quase toda a potência consumida pela lâmpada é fornecida num curto intervalo de tempo (baixa razão cíclica entre 10 e 35%). Isso proporciona um elevado intervalo de esfriamento do plasma dentro do tubo de descarga que faz com que o perfil de temperatura axial diminua expressivamente e, por consequência, terá a redução da condutividade. Dessa forma, no instante que o pulso de tensão é aplicado no conjunto resistor mais lâmpada, quase toda a tensão fica sobre a lâmpada, provocando um elevado campo elétrico dentro do tubo de descarga. O campo elétrico provoca a aceleração dos elétrons, fazendo com que um maior número de elétrons tenha energia suficiente para que, ao colidirem com os átomos de sódio ou mercúrio, incite os níveis quânticos mais elevados desses átomos. Esse fenômeno faz com que as linhas do sódio de nível quântico mais alto e linhas do mercúrio se tornem expressivas no espectro emitido pela lâmpada. É importante ressaltar que o aumento da energia cinética média dos elétrons está diretamente relacionado com o aumento da temperatura do plasma.
- b) A radiação emitida pelas linhas D aumenta devido ao aumento de elétrons com energia suficiente para excitar esses níveis quânticos do átomo de sódio. Entretanto, o expressivo aumento da energia cinética média dos elétrons provoca um despovoamento dos níveis quânticos mais baixos dos átomos de sódio, fazendo com que a radiação emitida por transições nesses níveis quânticos não sofra um

¹ A análise é feita para a alimentação pulsada utilizando uma resistência em série com a lâmpada.

crescimento tão expressivo (Ex. linhas D). Com a participação mais expressiva das transições de nível quântico mais alto do átomo de sódio (Essas transições emitem radiação em frequências não tão próximas do amarelo como as linhas D) e com o crescimento também das linhas atômicas do mercúrio, ocorre um deslocamento do espectro para o azul, resultando numa melhoria no índice de reprodução de cor e na temperatura correlata de cor.

- c) Conforme a distribuição de velocidade dos elétrons de Maxwellian [11], pode-se verificar que o aumento da energia cinética média dos elétrons provoca um expressivo aumento na taxa de ionização dos átomos de sódio. Entretanto, uma ampla faixa dessa radiação emitida está fora do espectro visível, provocando uma redução da eficácia luminosa da lâmpada. Na alimentação pulsada, a lâmpada também tem uma redução da sua eficácia luminosa em virtude do deslocamento do espectro para o azul (região de menor sensibilidade do olho humano quando comparada com o amarelo).
- d) O elevado campo elétrico que a lâmpada fica submetida no instante que é aplicado o pulso, provoca um aumento momentâneo da densidade de elétrons. Nessa condição ocorre a liberação de radiação de forma contínua na região do espectro correspondente ao azul (frequências mais altas do espectro visível) e do ultravioleta. Esse fenômeno resulta da superposição de linhas do átomo de sódio originárias das transições $nd^2D \rightarrow 3p^2P$ ($8 < n < 15$), que sofrem uma expansão pelo efeito Stark [23].

Os fenômenos descritos nas análises anteriores podem produzir um significativo aumento no índice de reprodução de cor da luz emitida pela lâmpada HPS, sem comprometer de forma expressiva a eficácia luminosa. A melhoria das características calorimétricas da luz emitida pelas lâmpadas HPS depende da frequência e da razão cíclica dos pulsos de tensão aplicados à lâmpada, bem como das concentrações molares dos vapores (Na, Hg e Xe) que são utilizados na mesma.

A Fig. 3.1 mostra o espectro de uma lâmpada HPS de 150 W alimentada de forma pulsada, na frequência de 670 Hz e com razão cíclica de 10 % e também o espectro para uma alimentação senoidal em 60 Hz. Esse resultado foi obtido por Johnson [22]. Através desse espectro pode-se verificar como houve um expressivo aumento da radiação emitida pelas transições relacionadas aos níveis quânticos mais altos do átomo de sódio, bem como

uma maior contribuição das linhas atômicas do mercúrio quando comparado com a alimentação senoidal em 60 Hz. Verifica-se também a emissão de radiação de forma contínua nas mais altas frequências do espectro visível.

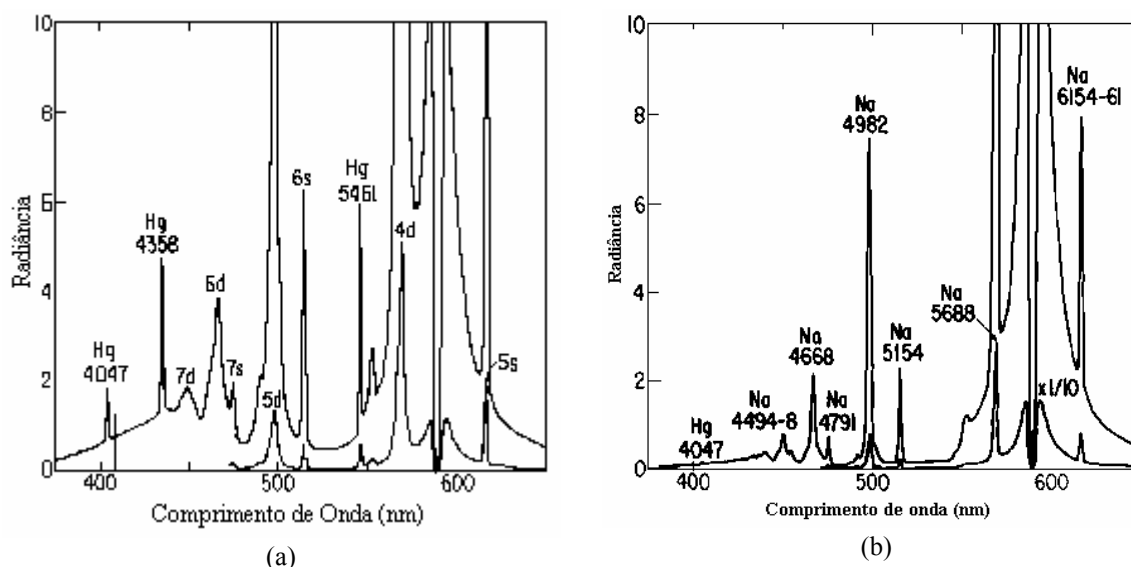


Fig. 3.1 – a) Espectro de uma lâmpada HPS 150 W convencional sendo alimentada de forma pulsada a 670 Hz e razão cíclica 10 %; b) Espectro quando alimentada de forma senoidal em 60 Hz.

Para compreender melhor as causas das melhorias das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada quando alimentada de forma pulsada, primeiramente deve-se compreender a dinâmica da lâmpada quando alimentada de forma senoidal em baixa frequência.

Na maioria dos casos a alimentação senoidal em baixa frequência é feita com uma indutância em série para estabilizar a corrente na lâmpada. Dessa forma, a corrente da lâmpada é imposta pela indutância que faz com que a mesma permaneça senoidal.

O comportamento da lâmpada quando alimentada com uma corrente senoidal em baixa frequência é mostrado na Fig. 3.2. A cada semiperíodo da rede de alimentação o comportamento da lâmpada pode ser descrito como tendo três regiões distintas de operação.

1ª Região: Quando a corrente passa pelo zero, a tensão no conjunto indutor mais lâmpada está próxima de seu valor máximo. Nessa região a lâmpada apresenta uma baixa condutividade (vide 3ª região) fazendo com que praticamente toda a tensão da fonte fique sobre a lâmpada. À medida que a corrente cresce na lâmpada, a potência fornecida para a mesma também aumenta, provocando um aumento da temperatura, que por sua vez provoca o aumento da condutividade. Com o aumento da condutividade a resistência

equivalente da lâmpada diminui e a reatância indutiva se torna mais expressiva, fazendo com que a tensão sobre a lâmpada diminua.

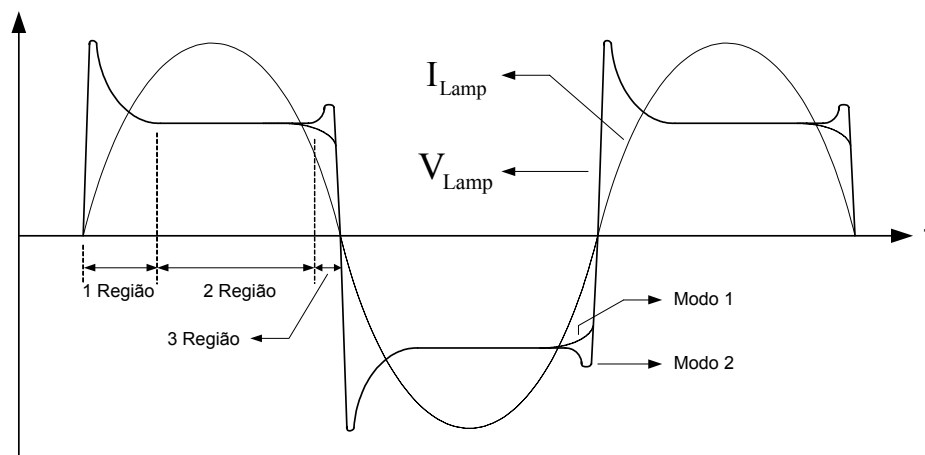


Fig. 3.2 – Forma de onda da tensão e da corrente sobre a lâmpada quando alimentada de forma senoidal em baixa frequência.

A elevada tensão sobre a lâmpada não resulta numa elevação abrupta da temperatura, pois o indutor limita a corrente na lâmpada e por consequência a potência fornecida para a mesma.

2ª Região: Na alimentação em baixa frequência a corrente varia de forma lenta quando comparada à dinâmica do plasma, permitindo que o plasma entre em equilíbrio para cada valor de corrente. À medida que a corrente cresce, a temperatura do plasma aumenta, provocando um aumento da condutividade elétrica que faz com que a tensão sobre a lâmpada permaneça praticamente constante. Nessa região, para cada valor de corrente existe uma temperatura correspondente que faz com que a energia fornecida à lâmpada se iguale à energia liberada pela mesma (Energia liberada na forma de radiação, condução e convecção radial).

3ª Região: Com o decréscimo da corrente, a tensão sobre a lâmpada pode se comportar de dois modos distintos, conforme apresentado na Fig. 3.2, sendo eles função das concentrações molares dos gases constituintes da lâmpada.

Modo 1: Quando o decréscimo da corrente é mais rápido que o esfriamento do plasma, a condutividade não diminui na mesma proporção que a corrente, provocando uma queda na tensão da lâmpada. Nessa região de operação o plasma não entra em equilíbrio.

Modo 2: A condutividade térmica do sódio é bem maior que dos demais vapores que são utilizados nas lâmpadas HPS (mercúrio e xenônio). Dessa forma, quanto maior for a fração molar de xenônio e mercúrio na lâmpada HPS, mais pronunciável ficará o efeito descrito no Modo 1. No caso em que a lâmpada apresenta uma alta concentração de sódio, a condutividade térmica é alta e nessa condição o comportamento da lâmpada será semelhante ao apresentado na Fig. 3.2 como modo 2.

No modo 2 de operação, o decrescimento da corrente causa o decrescimento da potência transferida à lâmpada, que passa a esfriar rapidamente em virtude da alta condutividade térmica. Com o rápido esfriamento do plasma, a condutividade diminui de forma mais rápida que a corrente, provocando um aumento da tensão sobre a lâmpada.

A descrição do comportamento da lâmpada HPS quando alimentada com uma corrente senoidal em baixa frequência, permite verificar as alterações do comportamento da mesma quando alimentada de forma pulsada em baixa frequência, alterações essas que proporcionam uma melhoria das suas características calorimétricas.

A Fig. 3.3 apresenta as formas de onda teóricas do campo elétrico e da corrente da lâmpada e da temperatura no centro do tubo de descarga, para uma alimentação pulsada em baixa frequência, com uma resistência em série com a lâmpada para estabilizar a corrente.

Nessa técnica de alimentação a razão cíclica dos pulsos é pequena para garantir um longo intervalo de esfriamento do plasma. No instante que o pulso é aplicado, o plasma está com uma temperatura relativamente baixa e, por consequência, com baixa condutividade, provocando uma elevada tensão sobre a lâmpada. Essa elevada tensão sobre a lâmpada força a circulação de uma expressiva corrente, resultando na transferência de uma elevada potência para a mesma, que proporciona o rápido aquecimento do plasma no centro do tubo de descarga.

Nos instantes iniciais que o pulso de tensão é aplicado, a resistência da lâmpada é bem maior que a resistência série ficando grande parte da tensão do pulso sobre a lâmpada, provocando assim o rápido aquecimento do plasma no tubo de descarga. Esse transitório é apresentado na Fig. 3.3, sendo esse intervalo definido como intervalo de aquecimento do plasma (Tp1).

O intervalo de acomodação do plasma (Tp2) tem início quando a temperatura no centro do tubo de descarga começa a reduzir. Essa redução da temperatura é consequência da propagação radial de calor, que provoca uma melhor distribuição da corrente dentro do tubo de descarga.

Transcorrido certo tempo, o sistema entra em equilíbrio, a tensão no plasma fica praticamente constante e as variações da corrente são compensadas pelas variações da condutividade da lâmpada, sendo pequenas as variações da corrente nesse intervalo devido a resistência em série.

Deve-se ressaltar que, mesmo com o decrescimento da temperatura no centro do tubo de descarga, a condutividade da lâmpada continua crescendo. Isso se deve ao rápido aquecimento do plasma que ocorre na alimentação pulsada, aquecimento esse que se concentra principalmente na região central do cilindro de descarga onde a condutividade é maior, permitindo assim a circulação de níveis de correntes mais elevados nessa região. A propagação desse calor de forma radial dentro do tubo de descarga através da condução, convecção e radiação fazem com que o perfil de temperatura axial cresça nas regiões periféricas, mesmo quando estiver ocorrendo a redução da temperatura no centro do tubo de descarga. Essa propagação de calor provoca um aumento da condutividade nas regiões mais distantes, compensando a redução da condutividade provocada pela redução da temperatura na região central do tubo de descarga.

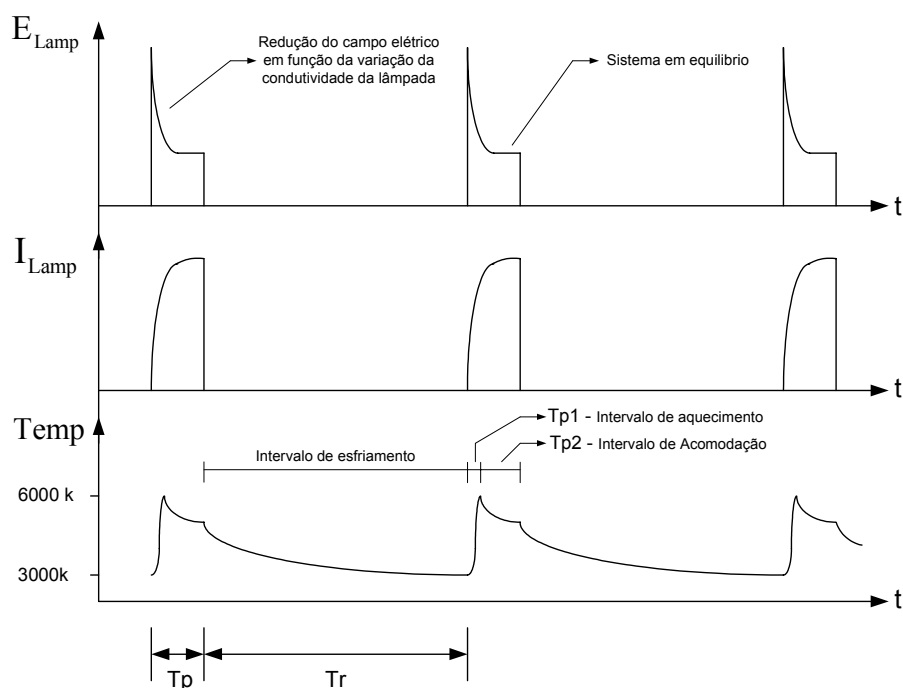


Fig. 3.3 – Formas de onda teóricas do campo elétrico, da corrente e do comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga, para uma alimentação pulsada em baixa frequência com um resistor em série com a lâmpada.

Com a retirada do pulso, a temperatura na lâmpada decresce de forma mais acentuada, caracterizando o intervalo de esfriamento do plasma (T_r). A duração desse intervalo é limitada para evitar que o plasma esfrie demasiadamente necessitando de um pulso de tensão elevado para reiguição da lâmpada.

3.3. Análise do comportamento da lâmpada alimentada em alta frequência

Na alimentação em alta frequência a lâmpada sofre significativas modificações do seu comportamento em relação à alimentação em baixa frequência. A dinâmica de variação da temperatura do plasma é bem mais lenta do que a variação da tensão e da corrente de alimentação em alta frequência, provocando a estabilização da temperatura em função dos valores médios da potência.

Como a temperatura sofre uma pequena variação durante um período de comutação, a condutividade do plasma permanece praticamente constante, fazendo com que o comportamento da lâmpada possa ser comparado ao de um resistor durante o intervalo que se aplica o pulso de corrente. Essa resistência equivalente da lâmpada tem uma dinâmica de variação mais lenta do que a variação da tensão e da corrente da lâmpada quando alimentada em alta frequência. Nessa condição de operação a lâmpada pode ser submetida a uma tensão senoidal ou pulsada que apresentará comportamento semelhante a um resistor.

A melhoria das características calorimétricas da lâmpada HPS que ocorre na alimentação pulsada em baixa frequência, não aparece na alimentação pulsada em alta frequência em consequência da estabilização da temperatura do plasma.

A característica resistiva da lâmpada, devido à lenta dinâmica de variação da condutividade do plasma em relação à frequência de alimentação, permite que os pulsos de tensão sejam aplicados à lâmpada sem a necessidade de elemento estabilizador em série. Quando o pulso de tensão é aplicado, a lâmpada tende a sofrer um rápido aquecimento, entretanto essa elevação da temperatura não é tão significativa devido à curta duração do pulso em virtude da alta frequência e da baixa razão cíclica. O tempo de esfriamento do plasma também é curto, devido a alta frequência, fazendo com que a temperatura tenha uma curta faixa de variação.

A Fig. 3.4 apresenta as formas de onda teóricas da tensão e da corrente da lâmpada e da temperatura no centro do tubo de descarga, para uma alimentação pulsada em alta frequência, sem elemento estabilizador da corrente em série com a lâmpada.

A variação da temperatura ΔT apresentada na Fig. 3.4 é bem menor do que a variação da temperatura existente na alimentação pulsada em baixa frequência.

O aumento do pico da corrente faz com que o sistema busque um novo ponto de equilíbrio, no qual a energia fornecida à lâmpada se iguale à energia consumida pela mesma. Nessa condição, a temperatura cresce e decresce na mesma proporção a cada período de operação. Entretanto, sem o controle da corrente esse sistema gera uma realimentação que pode levar a instabilidade, ou seja, com o aumento da temperatura ocorre o aumento da condutividade que, por sua vez, provoca o aumento da corrente fazendo com que a potência transferida à lâmpada aumente. O aumento da potência fornecida a lâmpada tende a gerar maior aquecimento, fechando assim a malha de realimentação que leva a lâmpada à instabilidade.

O ponto de equilíbrio pode ser obtido com uma frequência e valor de pico da corrente na qual a potência transferida para a lâmpada se iguala à potência liberada pela mesma. Na verdade, para cada temperatura existe um ponto de equilíbrio específico. Entretanto, por mais alta que seja a frequência de alimentação a temperatura sofre variação, levando o sistema a variar seu ponto de equilíbrio. Soma-se a isso as instabilidades dentro do tubo de descarga e constata-se que o sistema não permanece num ponto de equilíbrio, mas tende à instabilidade em virtude da sua realimentação. Essa instabilidade leva à extinção da descarga ou à formação de um “curto circuito”.

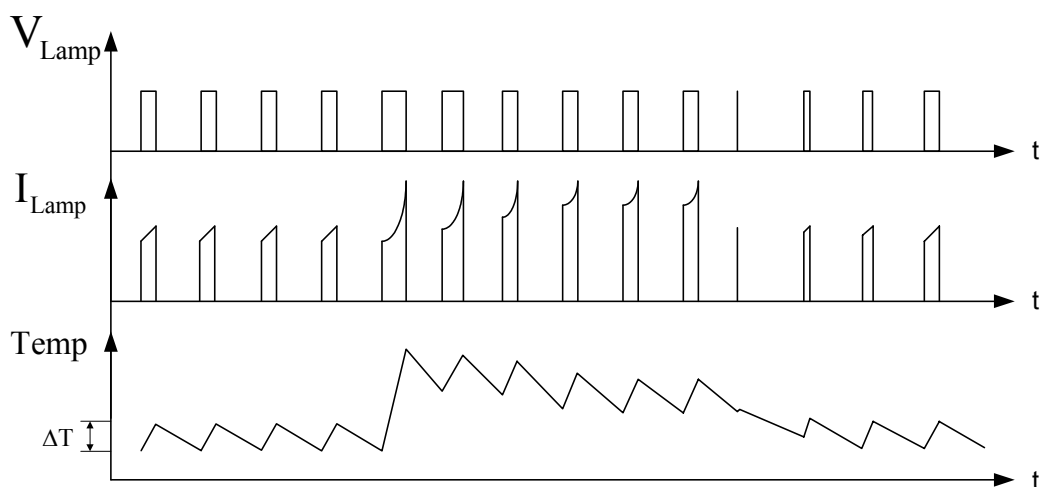


Fig. 3.4 – Formas de onda teóricas da tensão e da corrente na lâmpada e da temperatura no centro do tubo de descarga para alimentação em alta frequência com controle pelo pico da corrente.

Dessa forma, torna-se necessária a utilização de alguma técnica de controle que mantenha a temperatura no tubo de descarga dentro da faixa de operação permitida para a lâmpada. Esse comportamento é semelhante ao do conversor Boost que não tem um ponto de operação, mas trabalha dentro de um ciclo limite. A lâmpada também deve operar dentro de um ciclo limite, que será tanto menor quanto menor for o “ripple” de tensão no barramento cc e maior a frequência de alimentação.

3.3.1. Controle da temperatura pelo valor de pico da corrente

O controle da temperatura na lâmpada de forma direta é muito complexo, pois exigiria sensores CCD (“Charge Coupled Device”) para obtenção do espectro emitido pela lâmpada, seguido de um expressivo processamento para determinação do perfil de temperatura dentro do tubo de descarga. A utilização de um método indireto para determinação da temperatura torna-se necessário.

Na alimentação pulsada sem elemento estabilizador de corrente, o único elemento que limita a corrente é a condutividade da lâmpada que, por sua vez, é função do perfil radial de temperatura dentro do tubo de descarga. Dessa forma, o aumento da corrente implica num aumento da temperatura dentro do tubo de descarga. O controle da corrente permite de forma indireta o controle da temperatura.

Deve-se observar que a aplicação de um pulso de corrente na lâmpada provoca um rápido aquecimento no centro do tubo de descarga, gerando assim um aumento da condutividade. Todavia, a propagação radial desse calor é lenta quando comparada à variação da corrente em função do aquecimento no centro do tubo, fazendo com que uma parcela do crescimento da condutividade ocorra com certo atraso em relação à corrente.

A técnica de controle da temperatura proposta nesse item opera com frequência constante, sendo a razão cíclica definida pelo tempo que a corrente leva para alcançar certo valor previamente definido.

O circuito opera da seguinte forma: Um pulso de tensão é aplicado fazendo com que a corrente cresça. Quando a corrente chega a certo valor, retira-se o pulso de tensão fazendo com que o plasma comece a esfriar. A lâmpada será novamente submetida a um pulso de tensão, depois de transcorrido o intervalo de tempo necessário para manter a frequência de operação constante.

A variação da temperatura depende da frequência de operação; quanto maior for a frequência de operação menor será a variação da temperatura. A temperatura em torno da

qual a lâmpada irá oscilar depende do valor de pico da corrente, devendo ser a mesma definida para transferir a potência nominal para a lâmpada.

A Fig. 3.5 mostra o diagrama esquemático do circuito de controle pela corrente de pico. A largura dos pulsos é definida pelo intervalo que a corrente na lâmpada leva para alcançar o valor de pico.

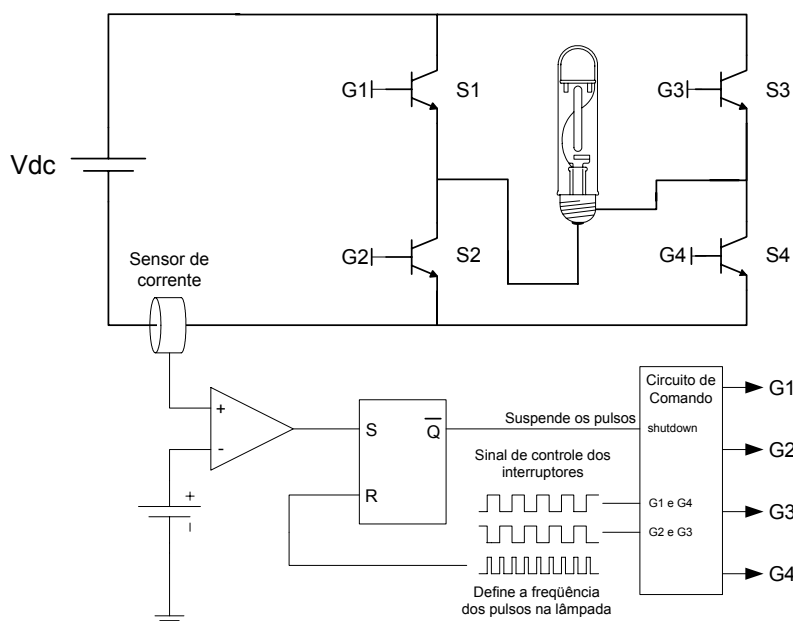


Fig. 3.5 – Diagrama esquemático do circuito de controle pela corrente de pico.

O controle da lâmpada pela corrente de pico garante a estabilização da temperatura em virtude do próprio comportamento do plasma. Quando a temperatura do plasma está abaixo da desejada, a razão cíclica aumenta em virtude do maior tempo necessário para a corrente alcançar o valor de pico definido, fornecendo assim uma maior potência para a lâmpada e provocando por consequência um maior aquecimento. Como contrapartida, quando o plasma está muito quente, sua condutividade inicial já é alta, gerando uma diminuição da razão cíclica, bem como a necessidade de uma menor potência para alcançar a corrente de pico definida. Essa variação da razão cíclica no controle pela corrente de pico propicia uma boa estabilização da temperatura quando operando em alta frequência.

A Fig. 3.6 apresenta os resultados de simulação da temperatura e da corrente na lâmpada quando operando em 20 kHz, com corrente de pico de 6,5 A e com pulsos de tensão de 150 V. Através da Fig. 3.6 (a) é possível verificar a dinâmica de estabilização da temperatura no centro do tubo de descarga, que não apresenta valores máximos e mínimos

de temperatura bem definidos, mas sim uma pequena oscilação. Essas oscilações não levam a instabilidade devido à variação da razão cíclica, que mantém a temperatura dentro de uma faixa de operação.

Nessa condição de operação a razão cíclica ficou em torno de 18,7 % do período e a potência transferida à lâmpada foi de aproximadamente 150,4 W. A temperatura média no centro do tubo de descarga foi de 3.692 K e a temperatura média geral dentro do tubo de descarga foi de 2.723 K.

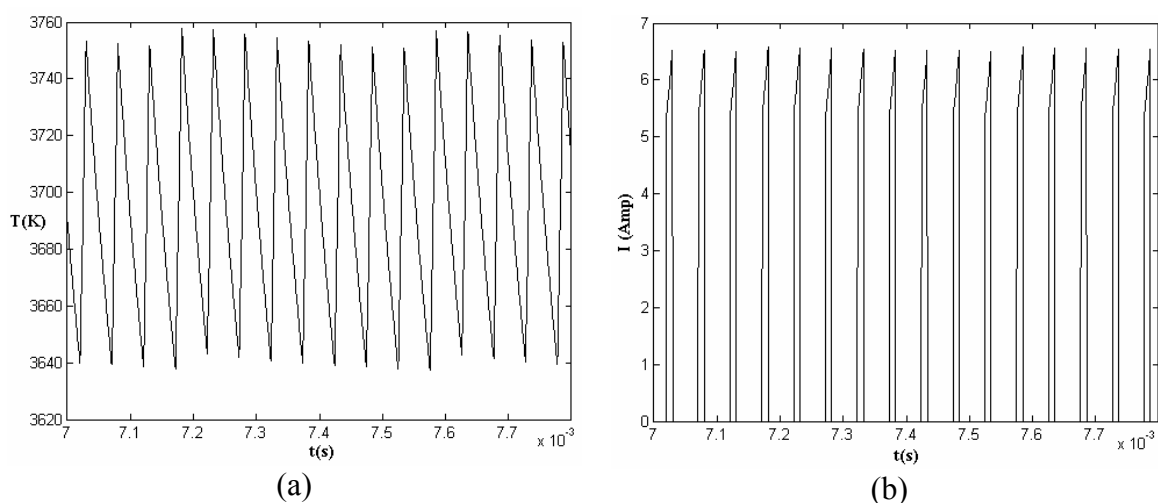


Fig. 3.6 – Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga; b) Forma de onda da corrente na lâmpada operando em 20 kHz, corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 150 V.

A Fig. 3.7 mostra o comportamento da resistência equivalente da lâmpada que se estabiliza em torno dos 22,7 Ω e do perfil de temperatura radial no tubo de descarga.

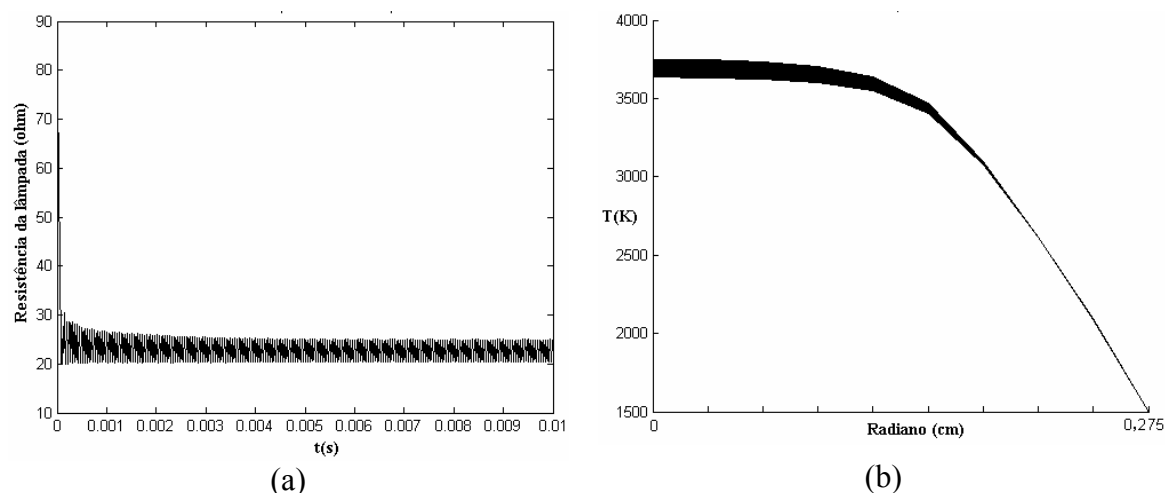


Fig. 3.7 – Resultados de simulação: a) Resistência equivalente da lâmpada; b) Perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga quando alimentada de forma pulsada em 20 kHz com corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 150 V.

O aumento da tensão dos pulsos para 300 V provoca uma expressiva redução da razão cíclica, fazendo com que a potência fornecida à lâmpada reduza drasticamente. Nessa condição de operação a temperatura no centro do tubo de descarga sofre uma pequena redução, conforme pode ser visto na Fig. 3.8(a). Mas o perfil de temperatura axial apresenta uma expressiva redução (Fig. 3.9(b)), fazendo com que a condutividade total dentro do tubo de descarga diminua, ocasionando uma maior resistência da lâmpada, conforme pode ser visto na Fig. 3.9(a).

Nesse modo de operação a razão cíclica ficou em torno dos 3,8 % do período e a potência fornecida à lâmpada foi de aproximadamente 72,2 W. A resistência equivalente da lâmpada se estabiliza em torno dos 42,2 Ω .

A diminuição da potência fornecida para a lâmpada faz com que o plasma se esfrie de forma mais expressiva na periferia do tubo de descarga, forçando a corrente a circular em uma região menor dentro da lâmpada. Essa concentração da corrente faz com que a temperatura na região central do tubo de descarga não sofra uma expressiva redução com a diminuição da potência. A canalização da corrente no centro do tubo de descarga é o principal fator que faz com que o plasma alcance elevadas temperaturas quando alimentado de forma pulsada em baixa frequência.

A temperatura média no centro do tubo de descarga foi de 3.582 K e a temperatura média geral foi de 2.501 K. A redução da temperatura em relação ao resultado obtido com uma tensão de 150 V foi menos expressiva no centro do tubo de descarga, como era esperado.

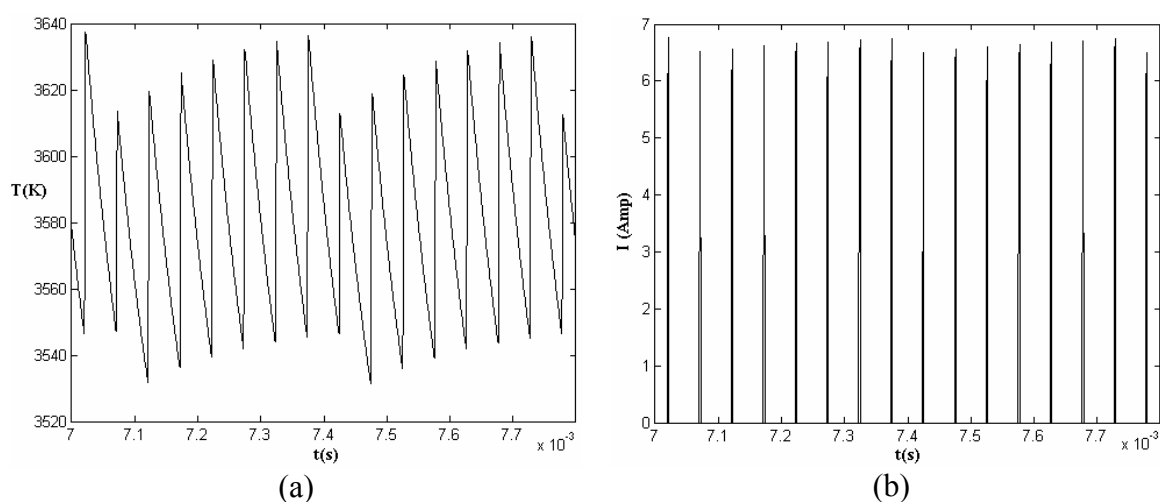


Fig. 3.8 - Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga; b) Forma de onda da corrente na lâmpada operando em 20 kHz, corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 300 V.

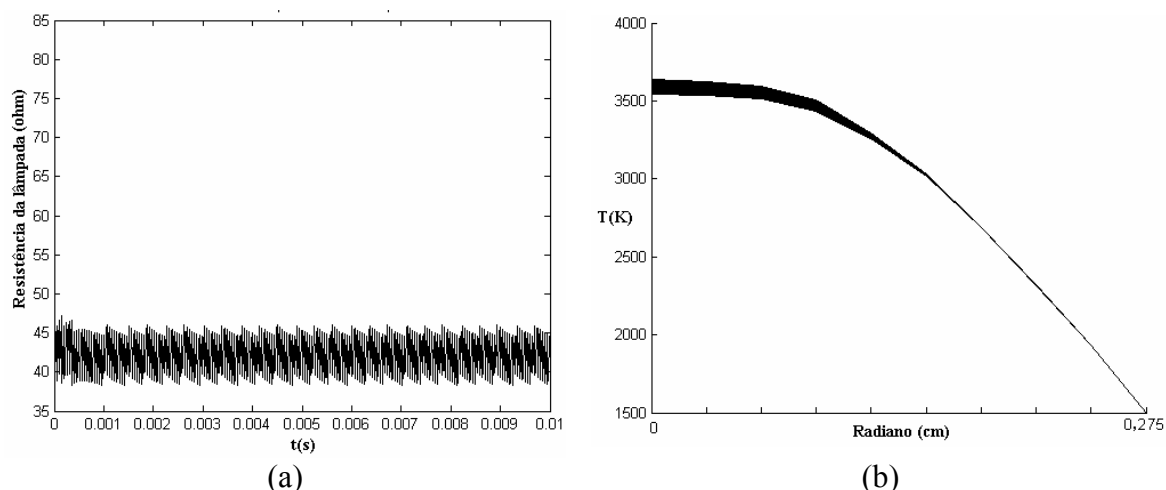


Fig. 3.9 - Resultados de simulação: a) Resistência equivalente da lâmpada; b) Perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga quando alimentado de forma pulsada em 20 kHz com corrente de pico de 6,5 A e pulsos de tensão de 300 V.

Com o aumento da tensão de pulso houve uma diminuição da potência transferida à lâmpada em virtude da redução da razão cíclica. Para que a lâmpada volte a receber a mesma potência é necessário um aumento da corrente de pico. O aumento da corrente de pico provoca um pequeno aumento da razão cíclica, já que o crescimento da corrente tem um comportamento exponencial.

A Fig. 3.10 apresenta o comportamento da lâmpada para uma alimentação pulsada em 20 kHz com valor de pico da corrente de 11,5 A e pulsos de tensão de 300 V. Nesse modo de operação a razão cíclica foi de 4,7 % do período e a potência transferida à lâmpada foi de 153 W.

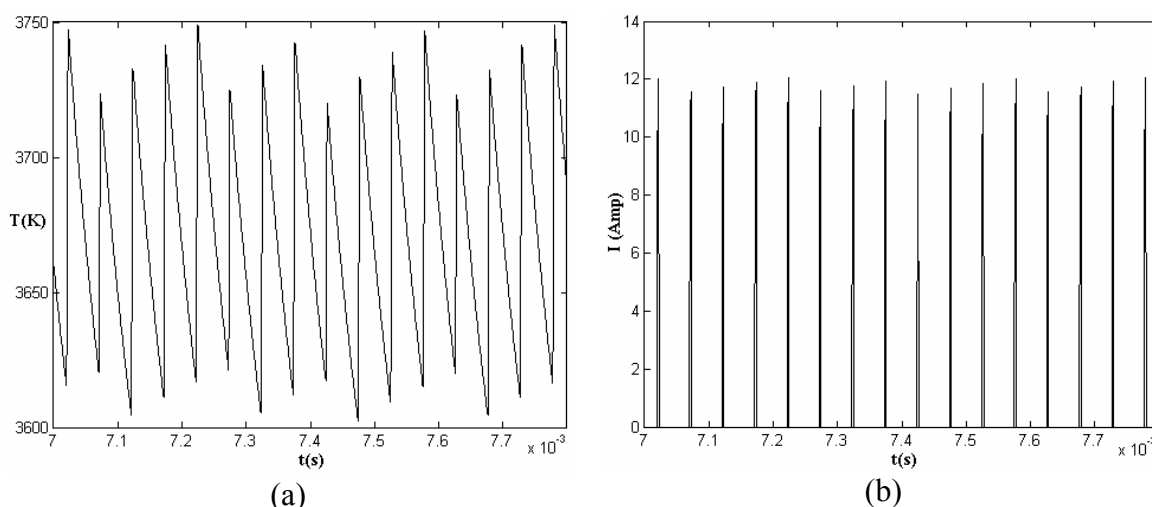


Fig. 3.10 - Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga; b) Forma de onda da corrente na lâmpada operando em 20 kHz, corrente de pico de 11,5 A e pulsos de tensão de 300 V.

A temperatura no centro do tubo de descarga apresenta um valor médio de 3.671 K, sendo a temperatura média geral dentro do tubo de descarga de 2.695 K.

A Fig. 3.11 mostra o comportamento da resistência equivalente da lâmpada, que se estabiliza em torno dos 24,5 Ω , e do perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga.

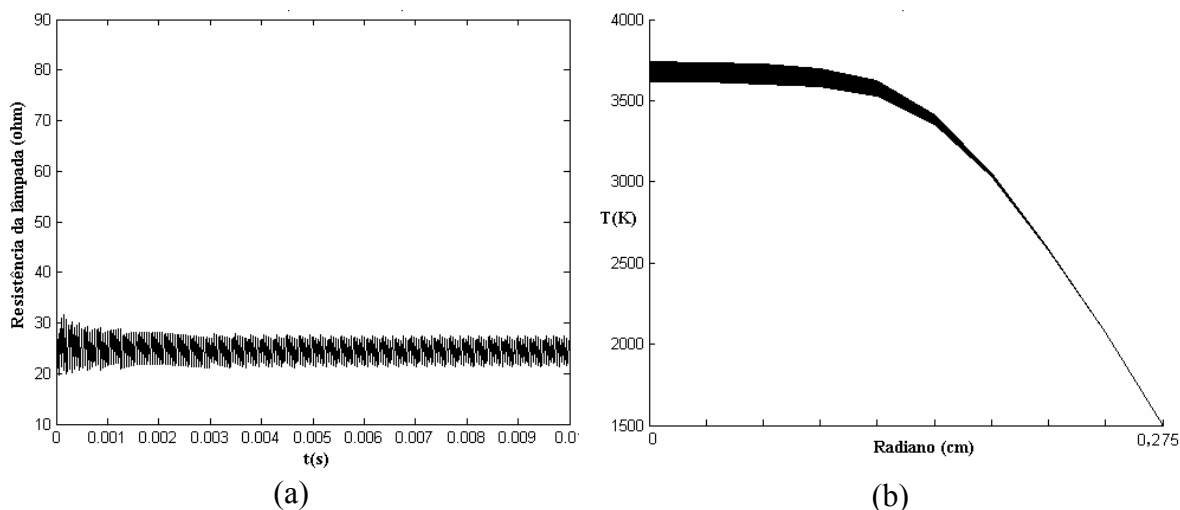


Fig. 3.11 - Resultados de simulação: a) Resistência equivalente da lâmpada; b) Perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga quando alimentada de forma pulsada em 20 kHz com corrente de pico de 11,5 A e pulsos de tensão de 300 V.

O valor em torno do qual o perfil de temperatura radial do plasma se estabiliza quando operando em alta frequência é função da potência transferida à lâmpada. Quanto maior for a potência fornecida à lâmpada, maior será a temperatura em torno da qual o plasma se estabiliza (essa afirmação pode ser comprovada analisando o comportamento da resistência equivalente da lâmpada que é função da temperatura). Dessa forma, deve-se definir a tensão de pulso e a corrente de pico adequadas para fornecer a potência nominal à lâmpada. Esses valores também devem ser definidos de forma a manter a razão cíclica dentro de uma faixa desejada.

3.4. Alimentação Pulsada em alta frequência com modulação

A alimentação pulsada em alta frequência permite que a lâmpada opere sem elemento estabilizador de corrente. Todavia, a temperatura no centro do tubo de descarga sofre pequenas alterações e, por consequência, o perfil de temperatura axial praticamente não varia. Nessa condição de operação os níveis energéticos mais altos do sódio e do

mercúrio não são excitados, fazendo com que a luz emitida apresente um baixo índice de reprodução de cor.

Para melhorar as características calorimétricas da luz emitida pelas lâmpadas HPS é necessário que a temperatura no centro do tubo de descarga excursione por uma ampla faixa. Uma das formas de se obter essa excursão da temperatura é através da alimentação pulsada em baixa frequência. Todavia, esse modo de operação necessita de um elemento limitador de corrente em série com a lâmpada.

Para proporcionar a excursão da temperatura numa ampla faixa sem a utilização de um elemento limitador de corrente, propõe-se a alimentação em alta frequência com modulação. Nessa técnica, pode-se utilizar o controle pela corrente de pico com dois níveis de corrente diferentes. Durante o período de manutenção do arco define-se uma corrente de pico pequena que não provoca um expressivo aquecimento do arco, semelhantemente a corrente de “fervura”, só que pulsada. No instante que se deseja elevar a temperatura do arco define-se uma corrente de pico bem alta, sendo que esse intervalo de operação equivale ao pulso na lâmpada.

Através do modelo apresentado no capítulo 2 é possível verificar o comportamento da lâmpada utilizando a alimentação pulsada em alta frequência com modulação.

Exemplo: Utiliza-se um conversor operando em 20 kHz com pulsos de tensão de 150 V. Realiza-se uma modulação na frequência de 100 Hz, na qual a largura do pulso² é de 5 ms. No instante de operação que equivale ao pulso para o sinal modulante de baixa frequência, intervalo no qual a lâmpada é submetida a pulsos com elevada corrente, o valor de pico da corrente é de 12 A, no intervalo que equivale a corrente de fervura para o sinal modulante de baixa frequência a corrente de pico é de 2 A.

Nesse modo de operação, foi fornecida para a lâmpada uma potência de 154 W, sendo a resistência média da lâmpada de 41 Ω . A temperatura média no centro do tubo de descarga foi de 4.188 K e a temperatura média geral dentro do tubo de descarga foi de 2.572 K.

A Fig. 3.12 mostra o comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga utilizando a técnica de modulação proposta, sendo que os resultados foram obtidos por simulação. Nessa figura também é apresentada a forma de onda da corrente obtida por simulação.

² Largura do pulso do sinal modulante.

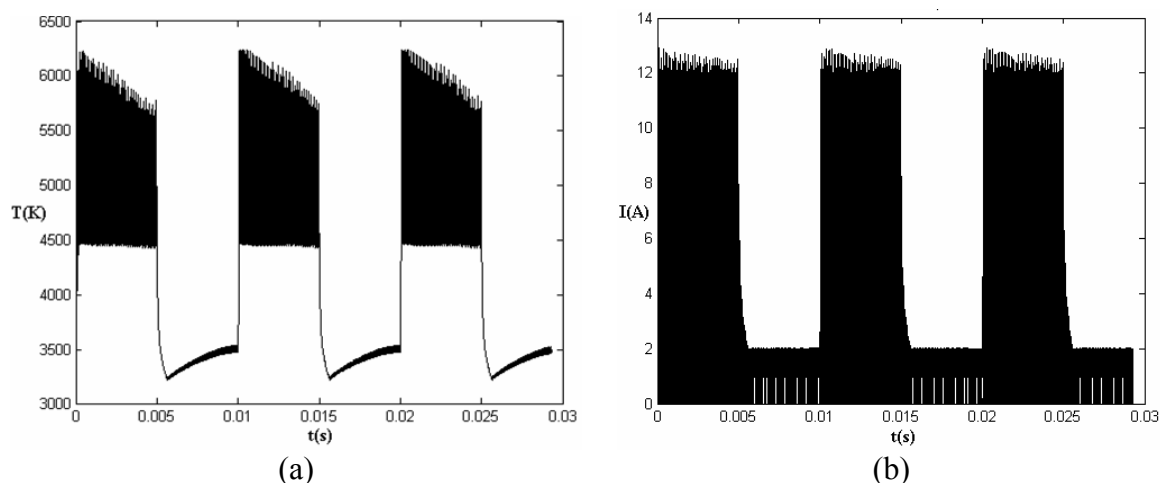


Fig. 3.12 – Resultados de simulação: a) Comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga para a técnica de alimentação proposta; b) Forma de onda da corrente para a técnica de alimentação proposta.

A Fig. 3.13 mostra em detalhe o comportamento da corrente na lâmpada quando submetida a picos de corrente de 2 A e 12 A.

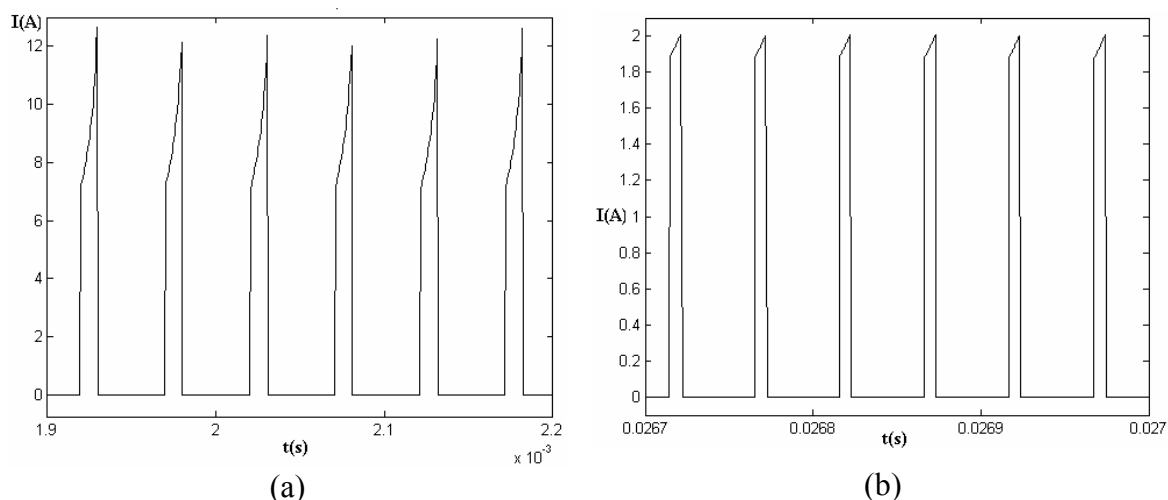


Fig. 3.13 – Resultados de simulação: a) Forma de onda da corrente quando operando com corrente de pico de 12 A; b) Forma de onda da corrente quando operando com corrente de pico de 2 A.

Nesse modo de operação a lâmpada apresentou uma resistência média de aproximadamente 41Ω , mas no intervalo em que a lâmpada fica submetida a pulsos com elevada corrente a resistência da lâmpada se estabiliza em torno de 13Ω . No intervalo que a lâmpada fica submetida a pequenos picos de corrente a potência transferida a mesma é pequena, provocando um esfriamento do plasma e, por consequência, aumento da

resistência equivalente. O comportamento da resistência equivalente da lâmpada no tempo é apresentado na Fig. 3.14.

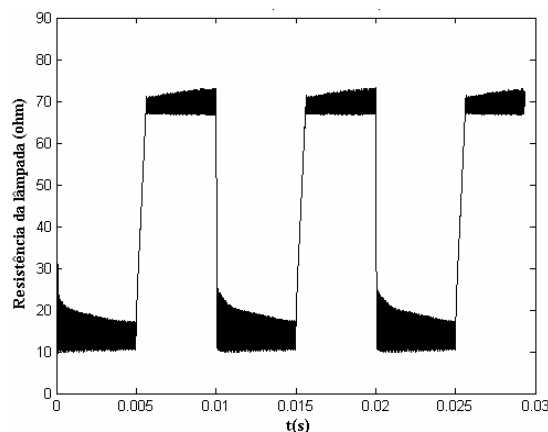


Fig. 3.14 – Resultado de simulação do comportamento da resistência equivalente da lâmpada.

Essa técnica de alimentação fornece a potência nominal da lâmpada com uma largura de pulso do sinal modulante maior do que a apresentada pela alimentação pulsada em baixa frequência. Isso permite que a temperatura no centro do tubo de descarga permaneça em valores elevados por mais tempo que, por sua vez, provoca a melhoria das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada.

O aumento da temperatura no centro do tubo de descarga não implica em um aquecimento global do plasma, pois a potência fornecida a lâmpada permanece a mesma. Dessa forma, a vida útil da lâmpada não sofre redução com o aumento da “largura do pulso”.

3.4.1. Alimentação pulsada em alta frequência com modulação e sem corrente de fervura

Na alimentação pulsada em baixa frequência verificou-se que a lâmpada pode ficar um certo intervalo de tempo sem corrente [4], sendo os valores máximos desse intervalo de tempo definido pelo tempo de relaxação do plasma³. Dessa forma, propõe-se a alimentação da lâmpada em alta frequência com sinal modulante em baixa frequência sem a corrente de manutenção do arco.

³ Tempo de relaxação do plasma é o intervalo de tempo que o plasma leva para sair de um ponto de equilíbrio e ir para outro ponto de equilíbrio quando incitado.

Na alimentação pulsada com modulação e sem corrente de fervura é necessário um expressivo intervalo de tempo sem transferência de energia. A Fig. 3.15 mostra o comportamento da corrente na lâmpada quando alimentada com uma tensão de pulso de 150 V na frequência de 33 kHz, com modulação na frequência de 320 Hz, sendo o intervalo sem transferência de energia para a lâmpada de 1.500 μ s.

Nesse modo de operação, foi fornecida para a lâmpada uma potência 146 W, sendo a resistência média da lâmpada de 64 Ω . A largura dos pulsos oscilou em torno dos 13 % do período de operação dos interruptores. A temperatura média no centro do tubo de descarga foi de 4.185 K e a temperatura média geral dentro do tubo de descarga foi de 2.462 K.

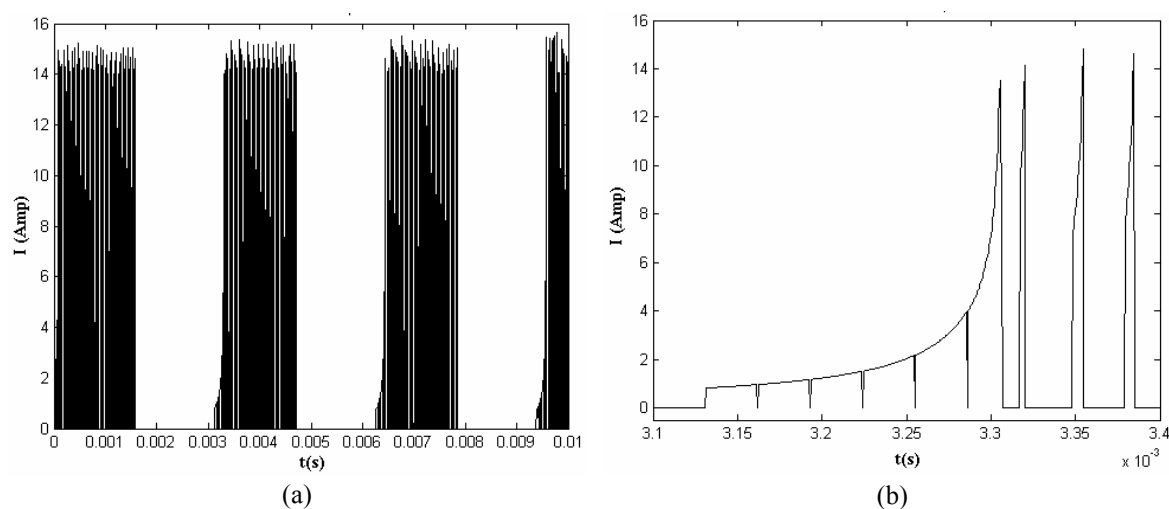


Fig. 3.15 – Resultados de simulação: a) Forma de onda da corrente na alimentação pulsada; b) Em detalhe o comportamento da corrente no início do pulso.

A Fig. 3.16 mostra o comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga, para uma alimentação pulsada com sinal modulante em baixa frequência sem corrente de manutenção do arco.

A alimentação pulsada sem elemento limitador de corrente em série com a lâmpada, permite que a potência fornecida à mesma seja praticamente constante durante todo o intervalo em que fica submetida aos pulsos de tensão. Esse comportamento minimiza a redução dos valores de pico da temperatura no centro do tubo de descarga.

Durante o intervalo que não é transferida potência para a lâmpada a temperatura do plasma sofre um rápido esfriamento, chegando a valores próximos de 3.000 K no centro do tubo de descarga. Esses baixos valores de temperatura do plasma fazem com que a lâmpada apresente um expressivo crescimento da sua resistência equivalente.

O aumento do intervalo sem transferência de potência para a lâmpada pode provocar a extinção do arco, em virtude do esfriamento do plasma que alcança baixos valores de temperatura nos quais sua condutividade elétrica é muito baixa, provocando assim a extinção do arco.

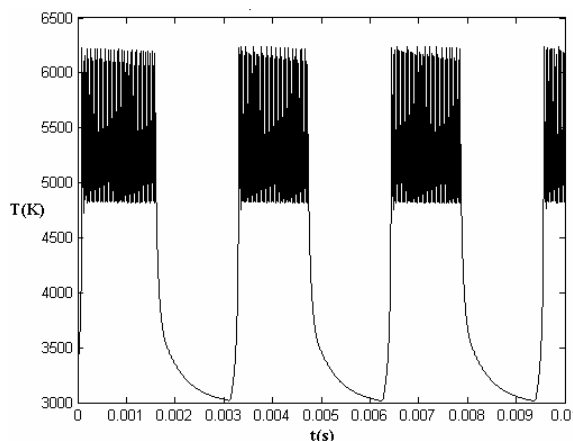


Fig. 3.16 - Resultado de simulação do comportamento da temperatura no centro do tubo de descarga.

3.5. Análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada para as diferentes formas de alimentação

O comportamento da temperatura dentro do tubo de descarga sofre grandes alterações com a mudança da forma de alimentação que, por sua vez, provoca grandes modificações no comportamento da condutividade da lâmpada. Dessa forma, a análise da tensão, corrente e potência na lâmpada devem ser feitas de forma diferenciada para cada modo de alimentação.

3.5.1. Análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada quando alimentada com corrente em baixa frequência

As características da luz emitida pela lâmpada estão relacionadas com a temperatura do plasma dentro do tubo de descarga, sendo aquecida por efeito ôhmico e, por consequência, tornando-se função da potência ativa fornecida para a lâmpada. O fluxo luminoso da lâmpada é função da potência ativa fornecida para a mesma, salvo alterações em virtude do deslocamento de espectro e de uma maior reabsorção das linhas D. Dessa forma, deve-se manter a potência ativa nominal na lâmpada para se obter as características nominais da luz emitida pela mesma.

Os fabricantes de lâmpadas normalmente fornecem a potência ativa nominal da lâmpada e sua corrente eficaz quando alimentada com corrente senoidal na frequência da rede. É importante ressaltar que o valor nominal de corrente eficaz fornecido pelo fabricante é para a lâmpada operando na frequência da rede. Quando alimentado em alta frequência a potência aparente se aproxima da potência ativa em virtude da lâmpada passar a ter um comportamento mais próximo do resistivo, fazendo com que a corrente e a tensão eficaz possam ser reduzidas mantendo a potência ativa nominal da lâmpada.

3.5.2. Análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada quando alimentada em alta frequência

Quando operando de forma pulsada em alta frequência o perfil de temperatura axial da lâmpada é influenciado principalmente pela potência fornecida para a mesma. Modificações nos valores da tensão do pulso, da corrente de pico e da razão cíclica não alteram expressivamente o perfil de temperatura axial se a potência ativa fornecida à lâmpada permanecer a mesma. É importante salientar que essa afirmação só é verdadeira quando a frequência dos pulsos aplicados à lâmpada é bem maior do que a dinâmica de variação do plasma dentro do tubo de descarga.

Com base na conclusão acima apresentada e nos resultados obtidos por simulação no item 3.3.1, pode-se dizer que a resistência da lâmpada se estabiliza em valores muito próximos quando submetida a mesma potência ativa. Através dessa afirmação, pode-se calcular o valor eficaz, médio e de pico da tensão e da corrente na lâmpada que fornecem a potência nominal à lâmpada nas diferentes razões cíclicas de operação.

Para que a lâmpada opere de forma nominal durante a alimentação pulsada, a tensão e a corrente eficaz devem permanecer constantes (lembrando que na operação em alta frequência a potência aparente e a potência ativa têm valores muito próximos, acarretando um pequeno erro ao se calcular a potência ativa usando valores eficazes de tensão e de corrente). Para uma corrente eficaz constante, pode-se calcular a corrente de pico e a corrente média equivalente para diferentes valores de razão cíclica.

$$I_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{T \cdot D} I_{pico}^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{I_{pico}^2}{T} \cdot T \cdot D} = I_{pico} \cdot \sqrt{D} \quad (3.1)$$

Através da Eq. (3.1) é possível relacionar o valor de pico da corrente com seu valor eficaz, conforme apresentado na Eq. (3.2).

$$I_{\text{pico}} = \frac{I_{\text{EF}}}{\sqrt{D}} \quad (3.2)$$

A corrente média na lâmpada também pode ser determinada em função do valor eficaz de corrente na mesma para as diferentes razões cíclicas possíveis, conforme apresentado na Eq. (3.3).

$$I_{\text{media}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T \cdot D} I_{\text{pico}} \cdot dt = \frac{I_{\text{pico}}}{T} \cdot T \cdot D = I_{\text{pico}} \cdot D \quad (3.3)$$

Substituindo a Eq. (3.2) na Eq. (3.3), obtém-se a Eq. (3.4).

$$I_{\text{media}} = \frac{I_{\text{EF}}}{\sqrt{D}} \cdot D = I_{\text{EF}} \cdot \sqrt{D} \quad (3.4)$$

De modo semelhante pode-se calcular o valor de pico e o valor médio da tensão na lâmpada em função do valor eficaz e da razão cíclica.

$$V_{\text{pico}} = \frac{V_{\text{EF}}}{\sqrt{D}} \quad (3.5)$$

$$V_{\text{medio}} = V_{\text{EF}} \cdot \sqrt{D} \quad (3.6)$$

Verifica-se que quanto menor for a razão cíclica maior será o valor de pico da corrente e menor será a corrente média para manter a corrente eficaz constante, e de modo semelhante ocorre para a tensão.

A Fig. 3.17 descreve os valores de corrente necessários para manter a corrente eficaz constante para diferentes razões cíclicas. Esses valores são parametrizados em “pu” tendo como base o valor eficaz de corrente nominal.

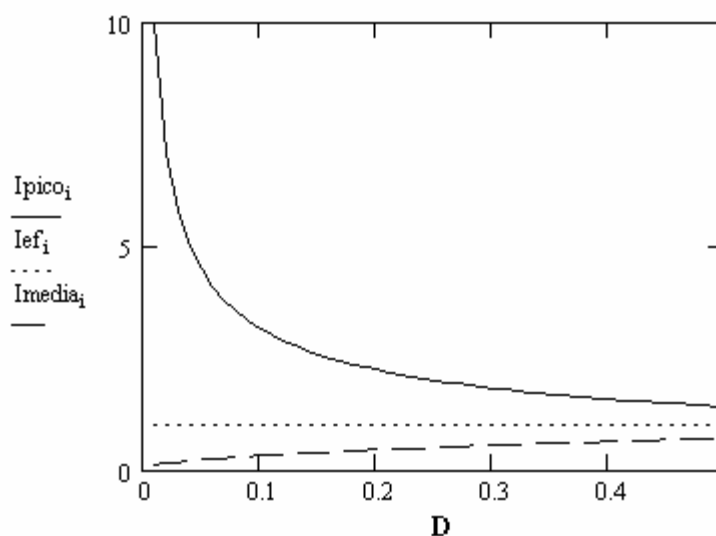


Fig. 3.17 – Comportamento da corrente média, eficaz e de pico em função da razão cíclica.

A Fig. 3.18 descreve os valores de tensão necessários para manter a tensão eficaz constante para diferentes razões cíclicas. Esses valores são apresentados em “pu” tendo como base o valor eficaz de tensão.

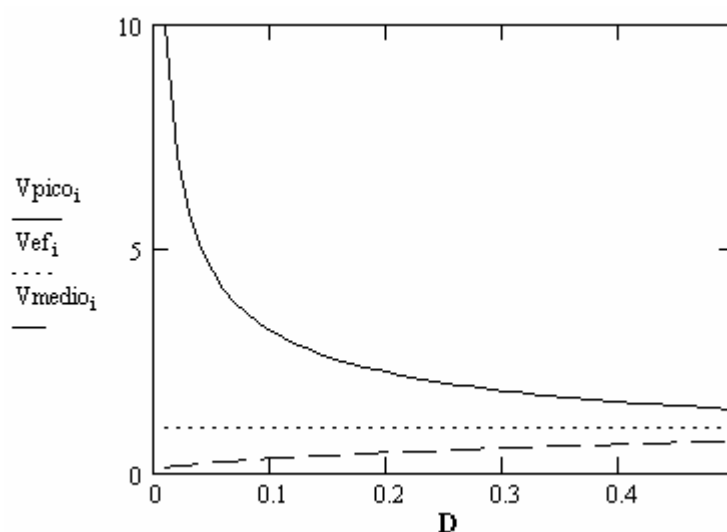


Fig. 3.18 - Comportamento da tensão média, eficaz e de pico em função da razão cíclica.

A alimentação pulsada faz com que os interruptores tenham que suportar valores de pico de corrente maiores do que na alimentação senoidal. Entretanto, a corrente média nos interruptores é menor do que na alimentação senoidal, tornando mais atrativa a utilização de IGBTs, pois vão apresentar menores perdas por condução.

No conversor meia ponte que será apresentado no Capítulo 6 os interruptores bloqueiam com corrente nula, nesse caso não haverá o problema da corrente de cauda normalmente presente nos IGBTs.

3.6. Dinâmica da lâmpada com a modificação dos parâmetros de alimentação utilizando o controle pela corrente de pico

Nesse item pretende-se analisar o comportamento da lâmpada com a variação dos parâmetros da alimentação, tais como: Os valores da tensão do pulso, da corrente de pico e da frequência dos pulsos. A análise da influência desses parâmetros na potência fornecida à lâmpada, na razão cíclica, na resistência equivalente da lâmpada e na temperatura dentro do tubo de descarga é necessária para a compreensão da dinâmica do plasma dentro do tubo de descarga.

Na alimentação pulsada sem elemento limitador de corrente a razão cíclica dos pulsos é função da corrente de pico e do valor da tensão de pulso, sendo necessário o projeto adequado desses valores para que a razão cíclica permaneça dentro de uma faixa desejada. Dessa forma, o conhecimento da dinâmica da lâmpada torna-se indispensável para o projeto do conversor.

Os resultados que serão apresentados neste item foram obtidos por simulação utilizando o modelo descrito no Capítulo 2. As concentrações molares e dimensões do tubo de descarga apresentadas por Dakin [4] para uma lâmpada HPS de 150 W serão utilizadas no modelo.

3.6.1. Comportamento da lâmpada com a variação da tensão de pulso

O aumento do valor da tensão de pulso provoca uma redução da razão cíclica em virtude do menor tempo necessário para a corrente alcançar o valor de pico (veja Fig. 3.19) que, por sua vez, provoca uma redução da potência ativa fornecida à lâmpada. Com uma menor potência fornecida à lâmpada, a temperatura média dentro do tubo de descarga diminui provocando um aumento da resistência equivalente da lâmpada (veja Fig. 3.20).

A Fig. 3.19 mostra o comportamento da razão cíclica em função do valor da tensão de pulso para diferentes correntes de pico. A Fig. 3.20 mostra a variação da resistência equivalente da lâmpada com a variação da tensão de pulso, para diferentes valores de corrente de pico.

A Fig. 3.21 apresenta o comportamento da potência em função do valor da tensão de pulso para diferentes valores de corrente de pico. A redução da tensão de pulso provoca o aumento da razão cíclica que, para valores muito baixos de tensão (próximos de 100 V),

faz com que o tempo de esfriamento do plasma fique muito pequeno provocando um significativo crescimento da temperatura, levando a instabilidade.

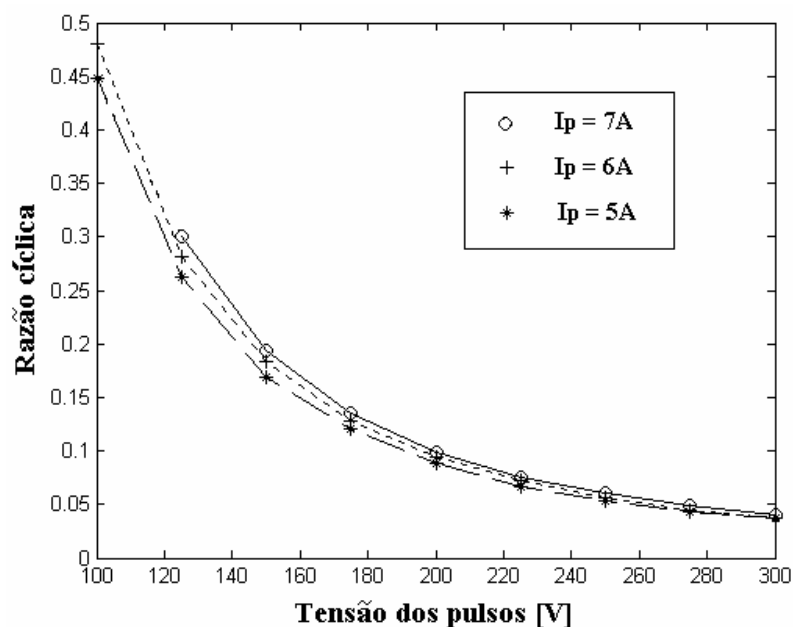


Fig. 3.19 – Resultados de simulação da variação da razão cíclica em função da tensão dos pulsos na frequência de 20 kHz.

A redução da potência fornecida à lâmpada faz com que a temperatura dentro do tubo de descarga se estabilize em valores mais baixos, provocando o aumento da resistência equivalente da lâmpada.

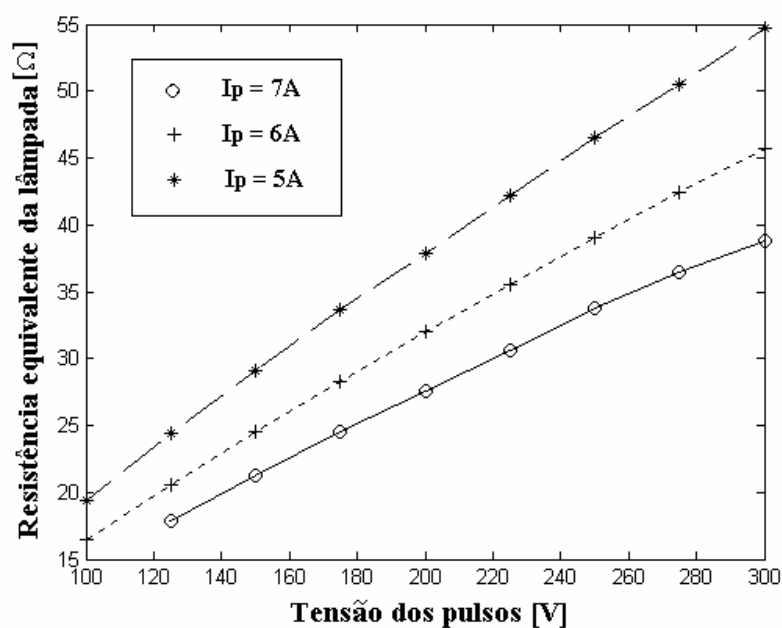


Fig. 3.20 – Resultados de simulação do comportamento da resistência equivalente da lâmpada em função do valor da tensão na frequência de 20 kHz.

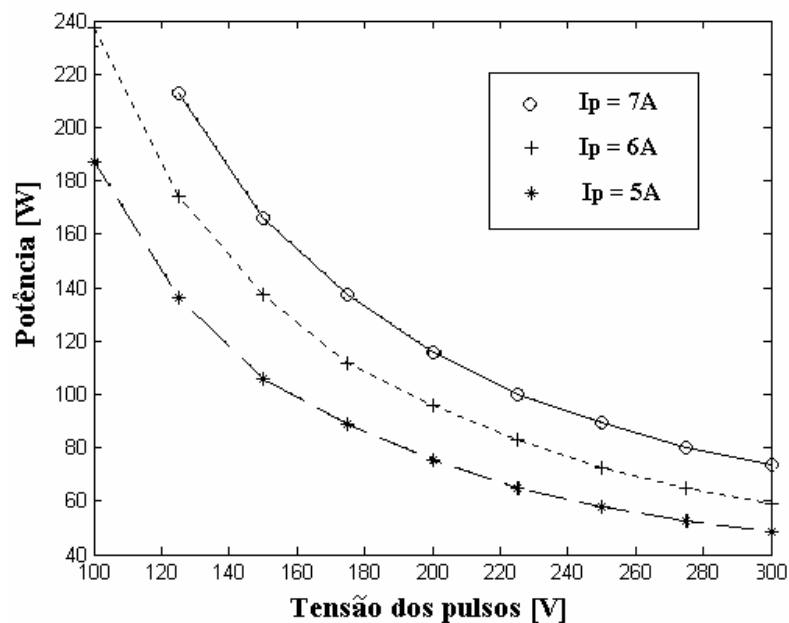


Fig. 3.21 – Resultados de simulação do comportamento da potência na lâmpada com a variação da tensão de pulso operando na frequência de 20 kHz.

A Fig. 3.22 apresenta o comportamento da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga em função da variação do valor da tensão de pulso.

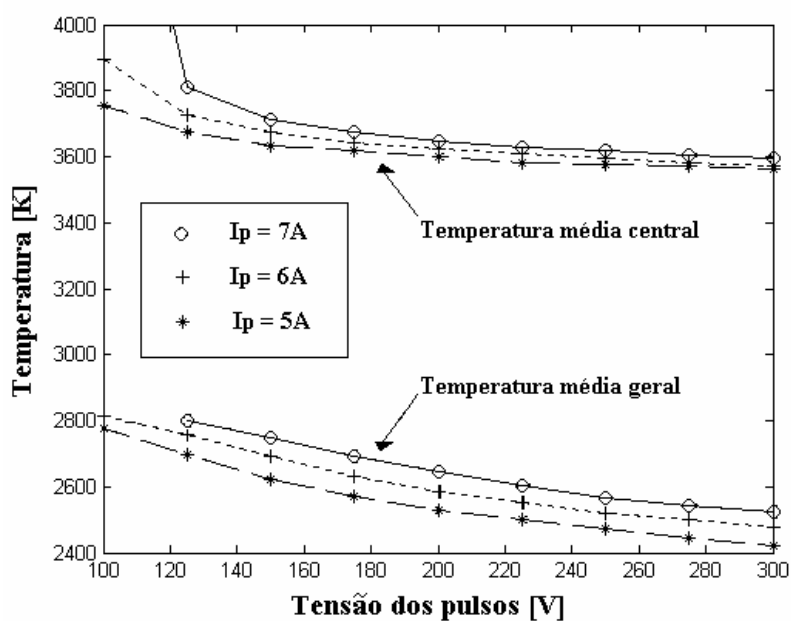


Fig. 3.22 – Resultados de simulação da variação da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga em função do valor da tensão dos pulsos operando na frequência de 20 kHz.

A temperatura média dentro do tubo de descarga está diretamente relacionada com a potência fornecida à lâmpada. Todavia, a temperatura no centro do tubo de descarga é

menos influenciada pela potência, em virtude da concentração de corrente nessa região, com a redução da potência fornecida à lâmpada.

A redução da potência fornecida à lâmpada provoca a diminuição da condutividade de forma mais expressiva na periferia do tubo de descarga, fazendo com que a corrente se concentre no centro do tubo onde a condutividade é maior. Esse aumento da corrente no centro do tubo compensa a redução de potência, minimizando a variação de temperatura nessa região.

3.6.2. Comportamento da lâmpada com a variação da corrente de pico

A variação da potência ativa fornecida à lâmpada HPS em função da variação do valor de pico da corrente têm um comportamento quase linear, como pode ser visto na Fig. 3.23. O coeficiente angular dessa reta é tanto maior quanto menor for o valor da tensão de pulso.

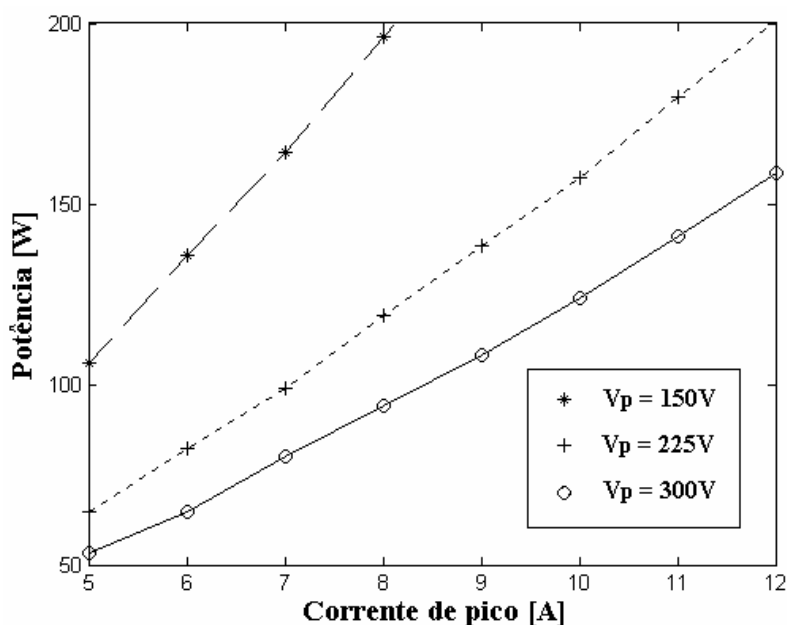


Fig. 3.23 – Resultados de simulação do comportamento da potência ativa fornecida à lâmpada com a variação da corrente de pico, na frequência de 20 kHz.

A variação da razão cíclica é pouco influenciada pelo valor da corrente de pico, pois o crescimento da corrente é exponencial. O fator que interfere mais expressivamente na razão cíclica é a tensão de pulso.

A Fig. 3.24 apresenta o comportamento da razão cíclica em função da corrente de pico para diferentes valores de tensão de pulso.

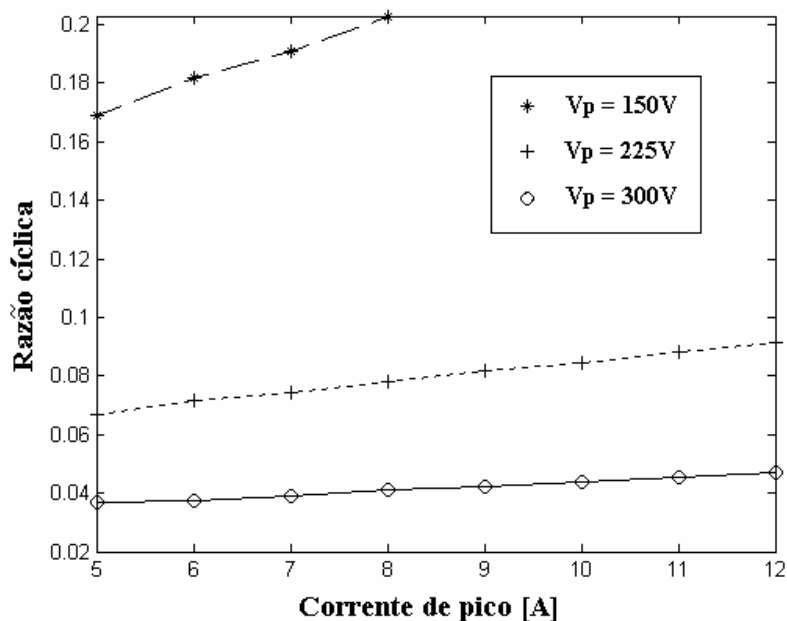


Fig. 3.24 – Resultados de simulação do comportamento da razão cíclica dos pulsos de tensão em função da corrente de pico, operando na frequência de 20 kHz.

O crescimento da potência ativa fornecida para a lâmpada HPS provoca uma redução da resistência equivalente da mesma, em virtude do seu maior aquecimento. A Fig. 3.25 apresenta a variação da resistência equivalente da lâmpada HPS em função do valor de pico da corrente.

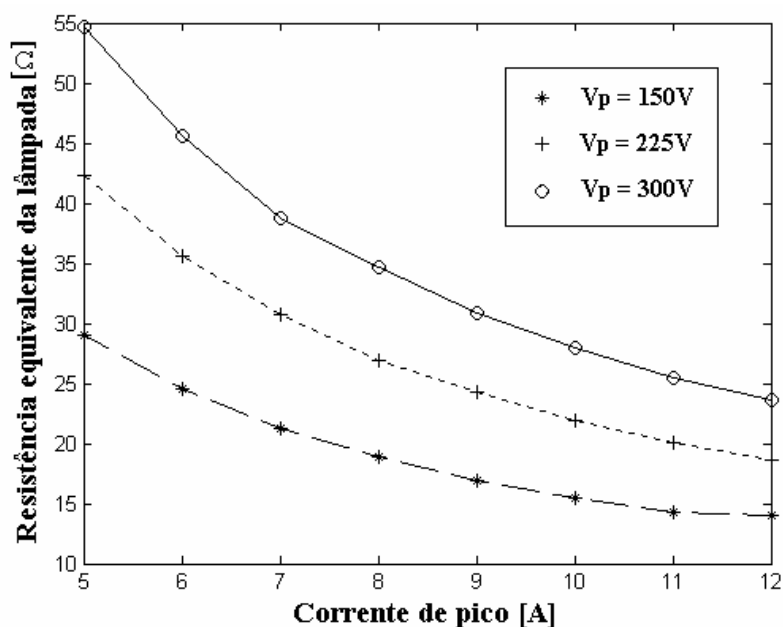


Fig. 3.25 - Resultados de simulação do comportamento da resistência equivalente da lâmpada em função da corrente de pico, operando na frequência de 20 kHz.

O crescimento da corrente provoca o crescimento da potência ativa fornecida à lâmpada, que, por sua vez, gera um maior aquecimento do plasma dentro do tubo de descarga. A Fig. 3.26 mostra a variação da temperatura média geral e da temperatura média central em função da corrente de pico.

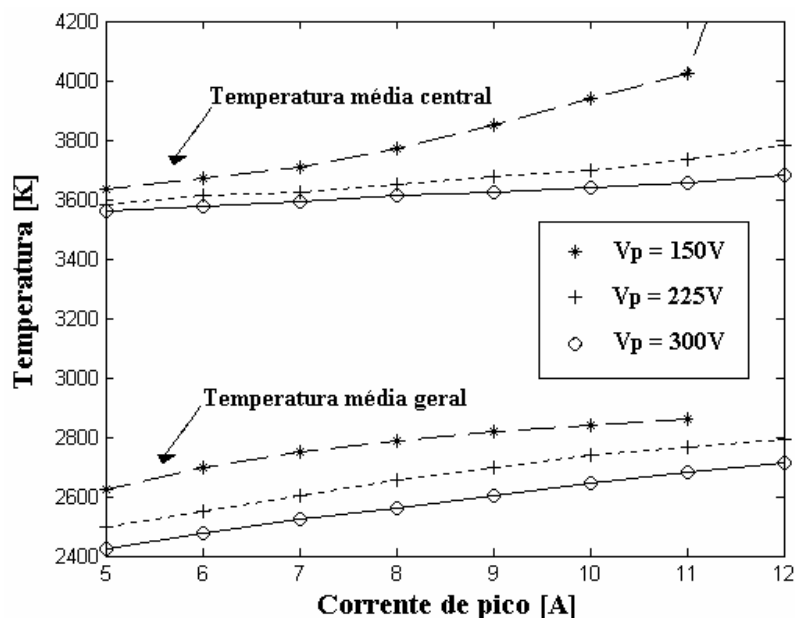


Fig. 3.26 – Resultados de simulação do comportamento da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga, operando na frequência de 20 kHz.

Quando a lâmpada é submetida a uma potência ativa bem superior a sua potência nominal, a mesma pode tender a outro ciclo limite de operação, que na prática levaria a sua destruição. Na condição de operação com pulsos de tensão de 150 V o crescimento da corrente de pico provoca um expressivo crescimento da potência ativa fornecida a lâmpada, que nos resultados de simulação apresentados na Fig. 3.26 levaram o sistema a outro ciclo limite de operação quando a corrente de pico foi de 12 A.

3.6.3. Comportamento da lâmpada com a variação da frequência dos pulsos

A Fig. 3.27 mostra o comportamento da potência na lâmpada com a variação da frequência dos pulsos de tensão.

O aumento da frequência provoca uma maior transferência de potência para a lâmpada, em virtude do comportamento do plasma.

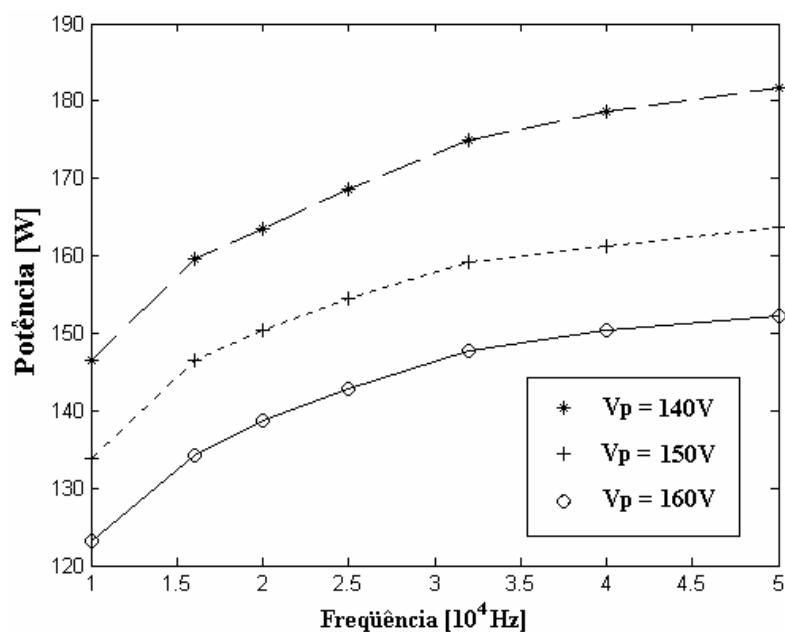


Fig. 3.27 – Resultado de simulação do comportamento da potência na lâmpada em função da frequência, para uma corrente de pico de 6,5 A.

Com o aumento da potência transferida à lâmpada, ocorre o aumento da temperatura média dentro do tubo de descarga que, por sua vez, provoca a redução da resistência equivalente da lâmpada, conforme pode ser visto na Fig. 3.28.

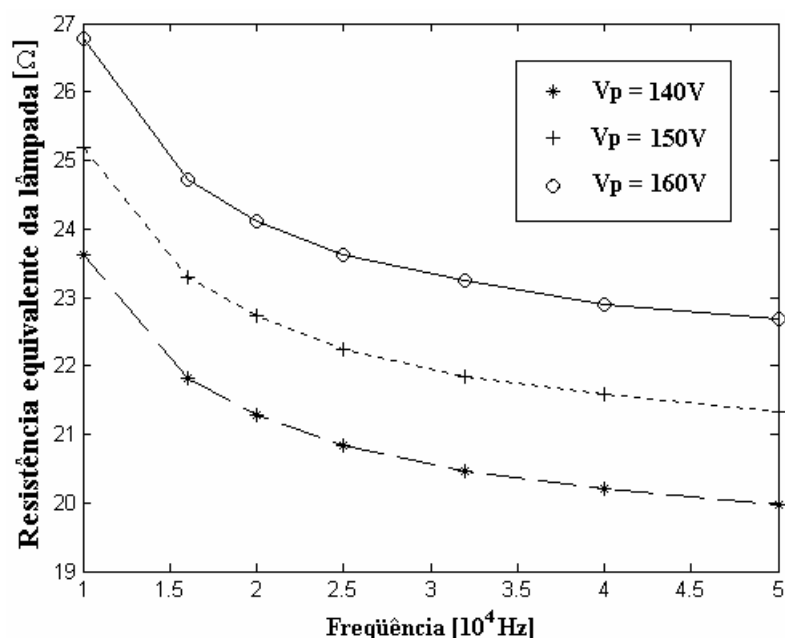


Fig. 3.28 – Resultado de simulação do comportamento da resistência da lâmpada em função da frequência, para uma corrente de pico de 6,5 A.

A Fig. 3.29 mostra o comportamento da razão cíclica em função da frequência para uma corrente de pico de 6,5 A.

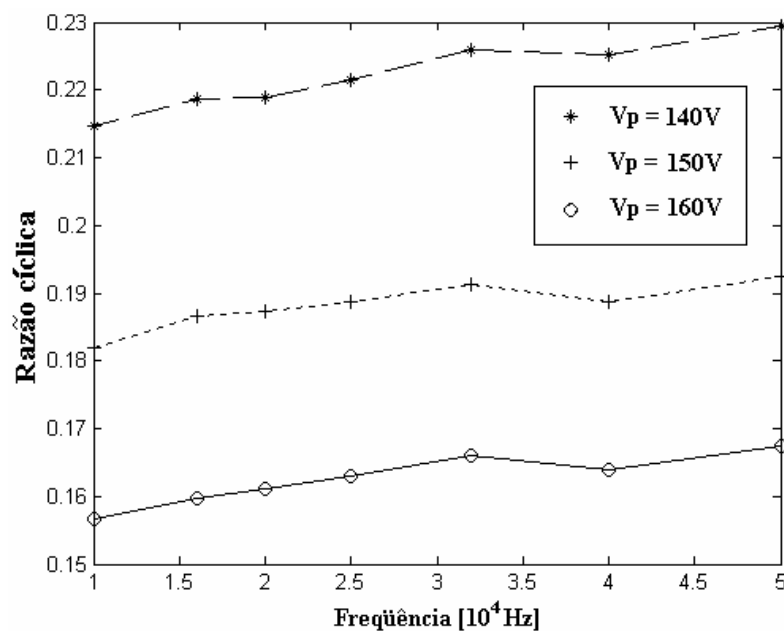


Fig. 3.29 – Resultado de simulação do comportamento da razão cíclica em função da frequência, para uma corrente de pico de 6,5 A.

A Fig. 3.30 apresenta o comportamento da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga.

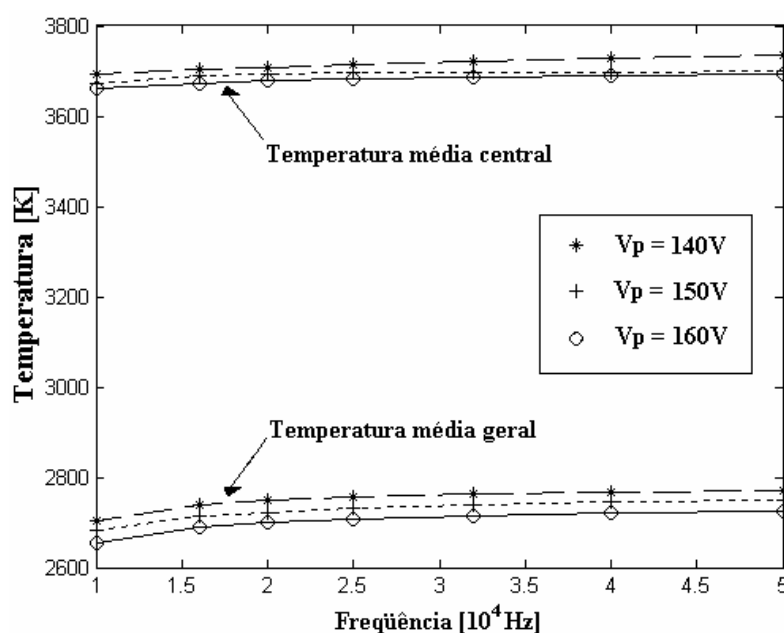


Fig. 3.30 – Resultado de simulação do comportamento da temperatura média geral e no centro do tubo de descarga, para uma corrente de pico de 6,5 A.

3.7. Ressonância acústica na alimentação pulsada em alta frequência

A alimentação das lâmpadas de descarga em alta frequência pode provocar a formação de ondas estacionárias dentro do tubo de descarga, que provocam a deformação do arco comprometendo a operação da lâmpada.

As ressonâncias acústicas nas descargas em gases são provocadas pela energia fornecida periodicamente através da modulação da corrente de descarga. Essa potência entregue à lâmpada provoca o aquecimento do gás, que produz a variação da pressão de forma periódica na mesma frequência da oscilação da alimentação. Se as variações da pressão forem numa das frequências de ressonância do tubo de descarga, ondas estacionárias serão geradas. As ondas estacionárias provocam a oscilação na densidade do gás que pode distorcer a trajetória da descarga [29] que, por sua vez, deforma o perfil axial de temperatura dentro do tubo de descarga, alterando as ondas da pressão. A interação desses fenômenos é que determina a possibilidade de formação da ressonância acústica.

As frequências de ressonância dependem das dimensões internas, da geometria do tubo de descarga e da velocidade de propagação do som. A velocidade de propagação do som depende principalmente da temperatura do gás, mas também sofre influência da composição e das pressões parciais de seus componentes. A Fig. 3.31 [9] mostra as bandas de frequências nas quais ocorrem a ressonância acústica para dois modelos comerciais de lâmpadas HPS.

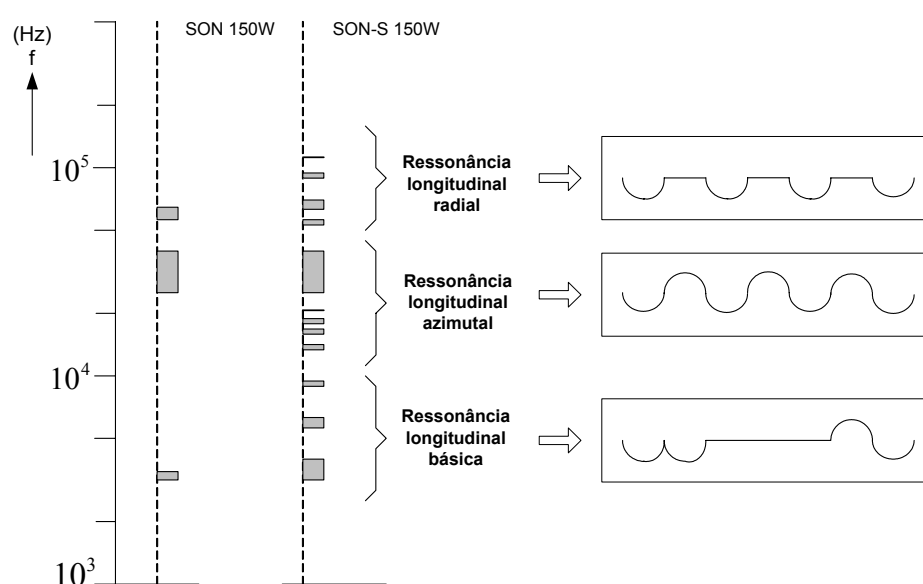


Fig. 3.31 – Bandas de frequência nas quais ocorrem a ressonância acústica para a lâmpada HPS de 150 W [9] (SON 150W e SON-S 150W).

As mudanças na concentração dos vapores constituintes da lâmpada HPS provocam significativas alterações nas bandas de frequências onde ocorre a ressonância acústica. A lâmpada HPS SON-S se diferencia da lâmpada SON pela adição do xenônio.

Essa alteração das bandas ressonantes mostra que não se pode projetar um reator eletrônico para operar numa região livre da ressonância acústica, pois as bandas ressonantes se alteram de forma expressiva com a mudança das características do tubo de descarga e da concentração dos gases.

3.7.1. Técnicas de alimentação para minimizar o efeito da ressonância acústica

Para que ocorra a ressonância acústica a frequência de alimentação deve coincidir com uma das frequências ressonantes da lâmpada e a amplitude da potência nessa frequência deve estar acima do limiar de ressonância acústica. Com base nessas características, necessárias para a ocorrência da ressonância acústica, podem-se utilizar algumas técnicas para evitar o aparecimento desse fenômeno, tais como:

a) Alimentação com frequência fora da região de ressonância acústica

Na Fig. 3.31 verifica-se a existência de frequências que não incitam a ressonância acústica, podendo projetar os reatores eletrônicos para operarem nessa região. Entretanto, as regiões livres estão vinculadas às características da lâmpada, tais como: Distância dos eletrodos, geometria do tubo de descarga e velocidade do som. Essas características mudam para cada fabricante, provocando a mudança nas frequências livres da ressonância. Outro fator que altera as frequências de ressonância acústica é a perda do sódio, que interfere na velocidade de propagação do som que, por sua vez, altera as frequências livres da ressonância acústica.

Na alimentação pulsada essa técnica para minimizar a ressonância acústica torna-se ainda mais inviável, devido a grande composição harmônica presente na forma de onda pulsada, aumentando a possibilidade de excitar a lâmpada numa das frequências ressonantes.

Para evitar o aparecimento da ressonância acústica, os reatores eletrônicos podem operar com corrente quadrada em baixa frequência. Entretanto, essa técnica exige um conversor com três estágios o que compromete o rendimento e a confiabilidade. A operação das lâmpadas em alta frequência acima da região sujeita a ressonância acústica,

caracteriza uma região livre da ressonância acústica, mas exige operação em altíssimas frequências, elevando as perdas por comutação dos interruptores e aumentando a complexidade do circuito.

b) Modificação da frequência de alimentação em função da detecção da ressonância acústica

Uma forma mais eficiente de colocar a lâmpada numa região livre da ressonância acústica é a utilização de um sistema de controle em tempo real, que seja capaz de detectar a ocorrência da ressonância acústica e alterar a frequência de operação do conversor. Esta técnica foi implementada por André [26] para uma alimentação senoidal. Entretanto, na alimentação pulsada essa técnica se torna pouco eficiente, pois a grande quantidade de componentes harmônicas do sinal pulsado dificulta o posicionamento de todas elas em regiões livres.

c) Distribuição da potência numa ampla faixa de frequência

Quando a amplitude da corrente de alimentação numa dada frequência ressonante for inferior a certo limiar, essa corrente não excitará a ressonância acústica nessa correspondente frequência. Desse modo, propõe-se alimentar a lâmpada de forma a obter um espectro harmônico bem distribuído, minimizando a amplitude das harmônicas individuais de forma que as mesmas não tenham energia suficiente para provocar a ressonância acústica.

Nesse intuito André [26] propôs uma alimentação senoidal com inversão de fase de 180° a cada 5,5 ciclos da tensão de alimentação da lâmpada. Essa inversão de fase provoca uma melhor distribuição das componentes harmônicas. Stormberg [28] utilizou técnicas PWM (“Pulse Width Modulation”) para distribuir a energia fornecida à lâmpada ao longo do espectro.

Uma técnica que provoca uma boa distribuição da energia fornecida a lâmpada numa ampla faixa de frequência foi apresentada por Yan [27], que define os pulsos nos interruptores de forma randômica.

Através da análise do espectro pode-se buscar a técnica de modulação dos pulsos que melhor distribui a potência fornecida à lâmpada nas suas componentes harmônicas,

minimizando assim, a amplitude das componentes harmônicas de forma a ficarem abaixo do limiar que provoca a ressonância acústica.

A Fig. 3.32 mostra uma alimentação pulsada em 20 kHz e as componentes harmônicas desse respectivo sinal. Existem várias componentes harmônicas de elevadas amplitudes dentro da região na qual a lâmpada está sujeita a ressonância acústica.

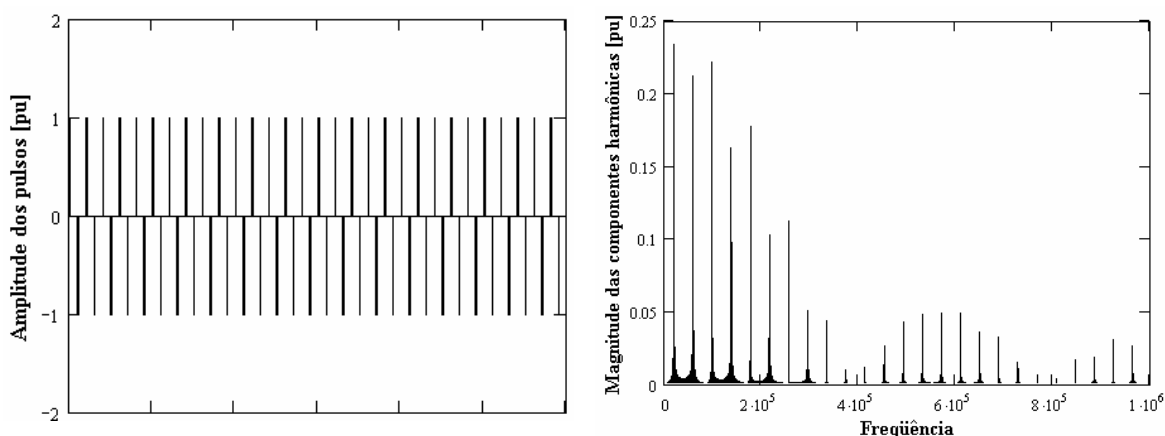


Fig. 3.32 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz e do espectro harmônico do sinal pulsado.

Inicialmente procurou-se variar o sentido dos pulsos de corrente na lâmpada, com a finalidade de distribuir as harmônicas da corrente ao longo do espectro de frequência. Aplicou-se variações dos pulsos de forma a ter uma envoltória da corrente em baixa frequência (Fig. 3.33).

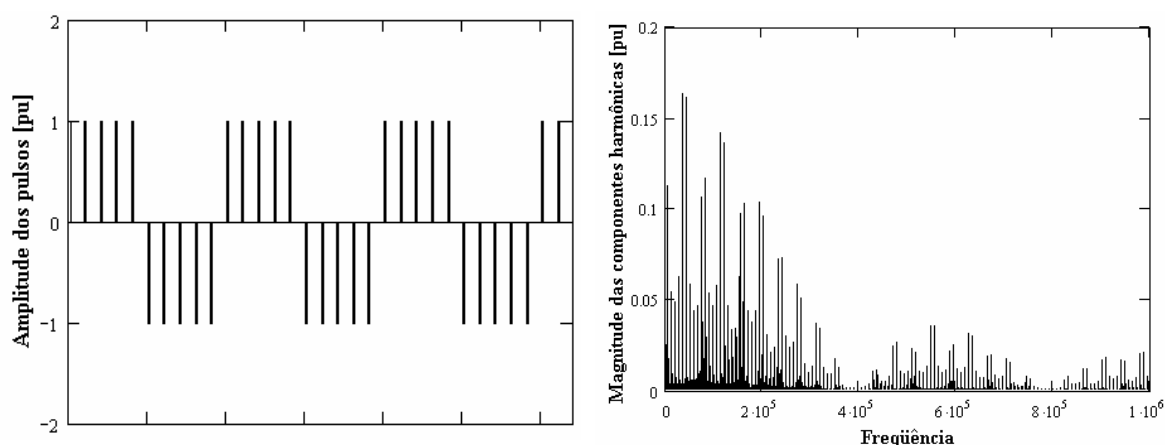


Fig. 3.33 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz com modulação em 2 kHz, e espectro harmônico do sinal pulsado.

Na Fig. 3.34 utilizou-se pulsos de corrente com sentido definido de forma aleatória.

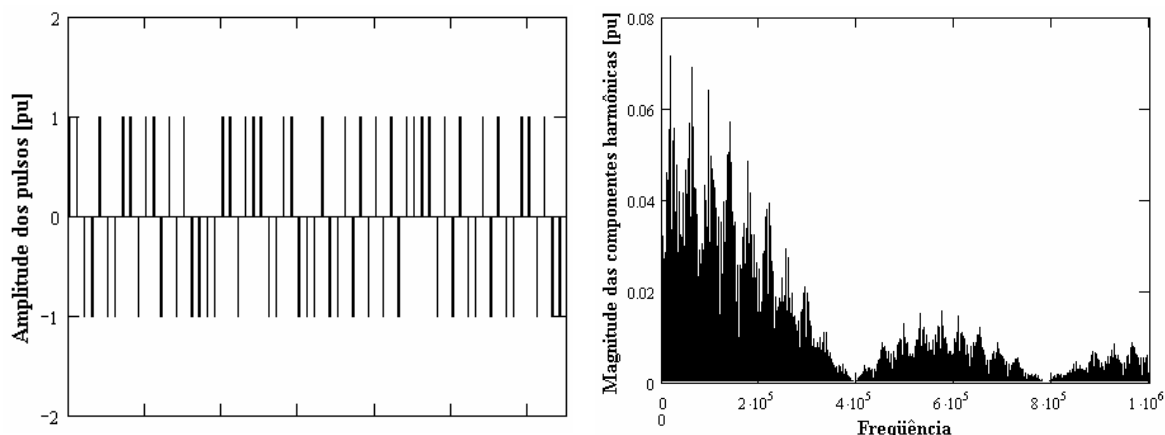


Fig. 3.34 - Forma de onda da tensão na alimentação pulsada em 20 kHz com pulsos aleatórios e espectro harmônico do sinal pulsado.

As técnicas anteriores apresentaram uma boa distribuição das componentes harmônicas. Todavia, não evitaram o aparecimento da ressonância acústica. A formação de ondas estacionárias que provocam a oscilação na densidade do gás e que podem distorcer a trajetória da descarga é influenciada principalmente pela oscilação de pressão radial. Dessa forma, o sentido da corrente não interfere de forma expressiva na formação da ressonância.

Para se minimizar a ressonância acústica deve-se fazer uma análise do espectro utilizando a tensão e a corrente na lâmpada em módulo, pois o sentido das mesmas não provoca alterações expressivas na propagação de calor de forma radial e por consequência na variação da pressão.

Partindo da análise em módulo das formas de onda apresentadas nas Fig. 3.32, Fig. 3.33 e Fig. 3.34 verifica-se que todas essas formas de onda possuem o mesmo espectro, conforme pode ser visto na Fig. 3.35.

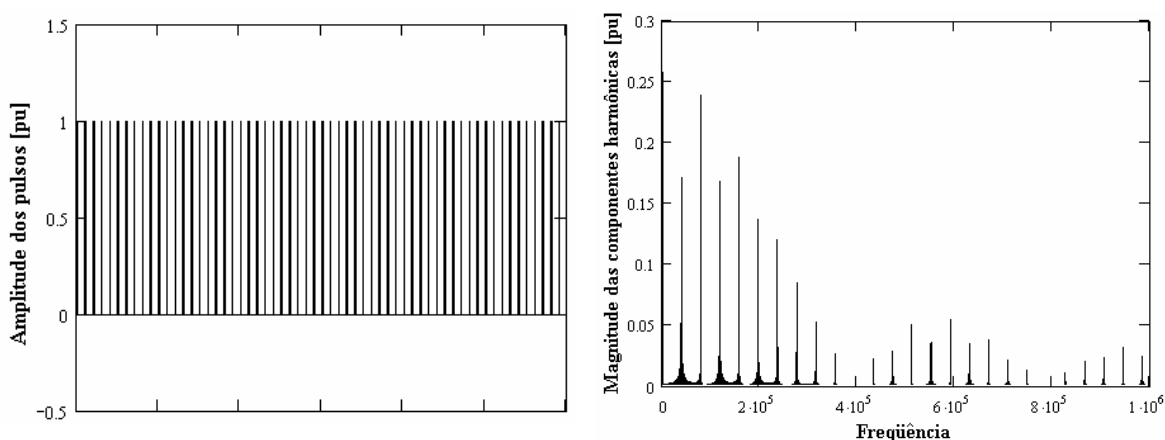


Fig. 3.35 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz em módulo e do espectro harmônico desse sinal pulsado.

Uma das formas de distribuir as componentes harmônicas ao longo do espectro é variando a largura dos pulsos. A Fig. 3.36 mostra o espectro harmônico da corrente na lâmpada para uma variação da largura dos pulsos de forma aleatória dentro dos limites de 20 % do período. Essa técnica não provoca uma expressiva distribuição do espectro.

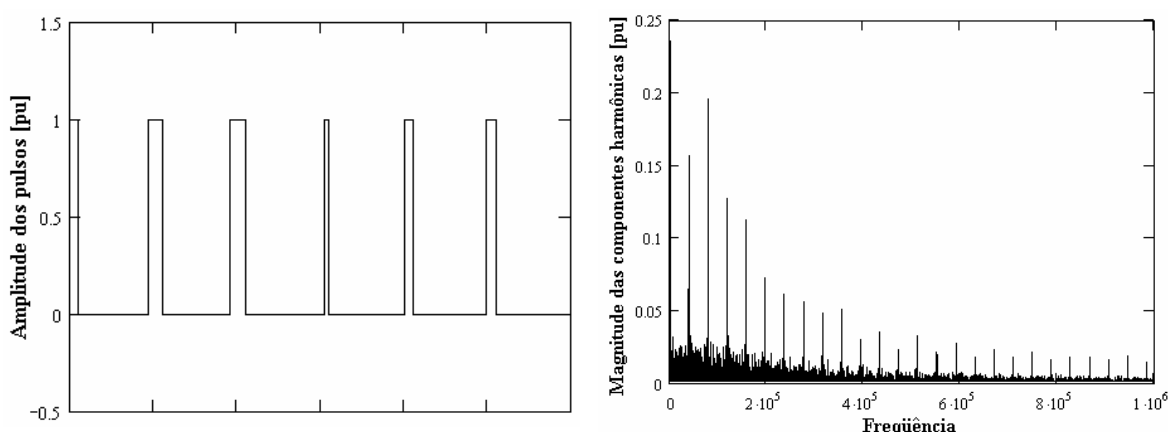


Fig. 3.36 – Forma de onda da corrente na alimentação pulsada em 20 kHz com variação da largura do pulso de até 20 % e espectro harmônico do sinal pulsado.

A variação da frequência dos pulsos provoca uma boa distribuição da energia fornecida à lâmpada nas diferentes frequências do espectro. A Fig. 3.37 mostra a forma de onda da corrente de alimentação da lâmpada com variação da frequência de forma aleatória numa faixa em torno da frequência escolhida.

A retirada do elemento magnético permitiu variar a frequência dos pulsos numa ampla faixa, evitando assim o aparecimento da ressonância acústica.

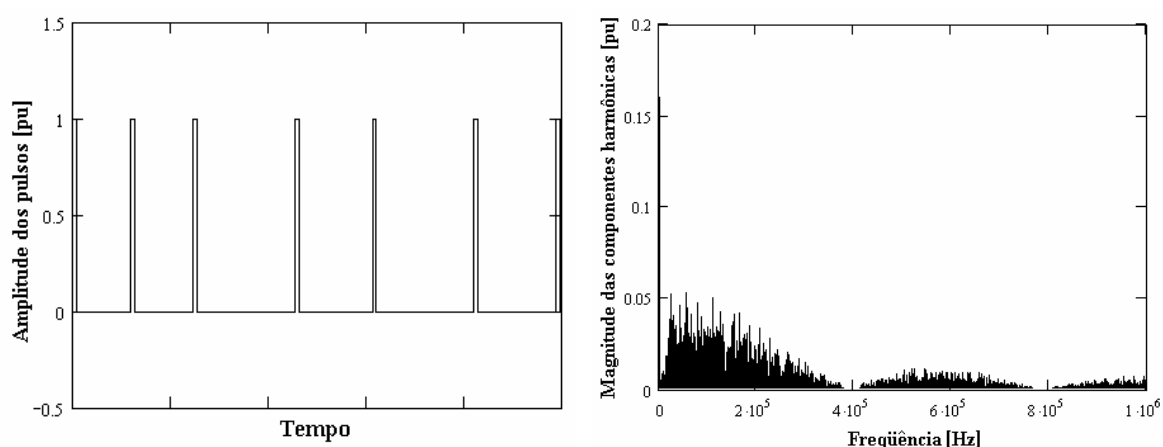


Fig. 3.37 - Forma de onda da corrente na alimentação pulsada com variação da frequência dos pulsos de até 50 % em relação a frequência média, que nesse caso foi de 20kHz, e espectro harmônico do respectivo sinal pulsado.

Na alimentação em alta frequência o comportamento da lâmpada é muito próximo ao de uma carga resistiva, dessa forma, a amplitude das harmônicas de corrente estão diretamente relacionadas a amplitude das harmônicas de potência.

3.8. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma descrição dos principais fenômenos que proporcionam melhoria nas características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada, quando submetida a uma alimentação pulsada. Os fenômenos relacionados à alimentação senoidal em baixa frequência também foram apresentados.

O comportamento do plasma para uma alimentação pulsada em alta frequência é apresentado, mostrando a possibilidade de se alimentar a lâmpada sem elemento estabilizador de corrente. Uma técnica de controle da temperatura dentro do tubo de descarga é proposta, controlando os valores máximos de corrente sobre a lâmpada.

Com o objetivo de melhorar as características calorimétricas da lâmpada, propõem-se a inserção de uma modulação em baixa frequência na operação pulsada em alta frequência. Isto permite a operação da lâmpada sem elemento limitador de corrente, em decorrência da operação em alta frequência e possibilita uma grande variação da temperatura devido à modulação em baixa frequência.

O comportamento da lâmpada em diferentes condições de operação foi obtido através de simulação e apresentado em ábacos.

Devido à possibilidade de variação da frequência numa ampla faixa, foi possível utilizar a técnica de espalhamento do espectro de potência para evitar o aparecimento da ressonância acústica.

Capítulo 4

Implementação de conversores para a alimentação das lâmpadas HPS de forma pulsada sem elemento estabilizador da corrente

4.1. Introdução

A alimentação das lâmpadas de descarga utilizando um elemento estabilizador em série é tida como o padrão de estabilização da corrente nessas lâmpadas. A alimentação sem elemento estabilizador da corrente fornece outra perspectiva de otimização dos reatores eletrônicos para a alimentação das lâmpadas de descarga. Portanto, nesse capítulo serão apresentados resultados experimentais para comprovar os conceitos apresentados no trabalho.

Nesse capítulo pretende-se apresentar o comportamento da lâmpada HPS para alimentação pulsada com resistor em série operando em baixa frequência e quando operando em alta frequência modulado em baixa frequência. A alimentação da lâmpada HPS em alta frequência sem elemento estabilizador de corrente também será apresentada.

Detalhes do circuito de ignição, do conversor em ponte completa e do circuito de controle serão descritos nesse capítulo.

As diferentes formas de alimentação das lâmpadas HPS apresentadas ao longo do trabalho serão validadas através dos resultados experimentais.

Fenômenos que interferem na vida útil da lâmpada, como desgaste dos eletrodos e excessivo aquecimento do tubo de descarga, serão analisados para a alimentação pulsada.

4.2. Conversor em ponte completa

A lâmpada deve ser alimentada de forma alternada para evitar processos cataforéticos¹ na descarga. O conversor em ponte completa é utilizado para fazer a inversão de tensão na lâmpada e propiciar a alimentação pulsada na mesma.

A Fig. 4.1 mostra o conversor em ponte completa operando como fonte de corrente, pois a carga no caso em estudo é a lâmpada HPS que apresenta um comportamento resistivo, sendo a resistência R bem maior do que a resistência da lâmpada fazendo com que a corrente não varie de forma expressiva com a variação da condutividade da lâmpada.

Esse conversor permite a estabilização da corrente na lâmpada devido ao seu comportamento como fonte de corrente. Entretanto, as elevadas perdas na resistência R inviabilizam sua utilização fora do âmbito de pesquisa.

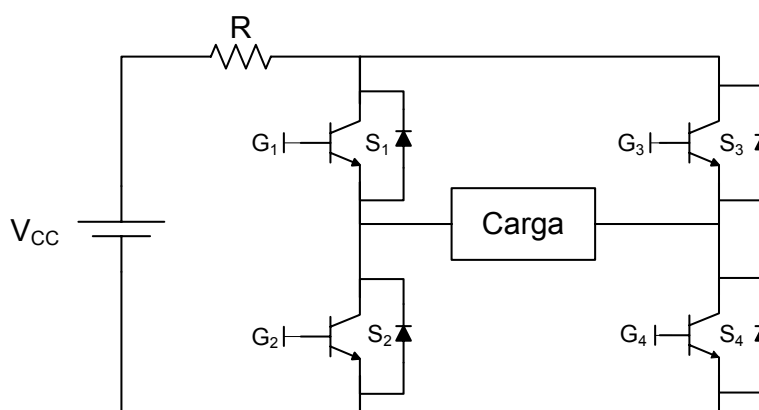


Fig. 4.1 – Conversor em ponte completa operando como fonte de corrente.

A alimentação da lâmpada por uma fonte de tensão evitaria a utilização do resistor R , reduzindo de forma expressiva as perdas no conversor. Entretanto, a corrente cresceria de forma demasiada comprometendo a integridade do conversor e da lâmpada. Contudo, um dos objetivos desse trabalho é estabilizar a corrente na lâmpada através da inércia térmica do plasma presente dentro do tubo de descarga, permitindo assim, a alimentação da lâmpada através de um conversor em ponte completa operando como fonte de tensão.

A Fig. 4.2 mostra um conversor em ponte completa operando como fonte de tensão.

¹ Cataforéticos são processos de concentração de partículas carregadas do plasma nas vizinhanças do cátodo devido a presença de uma diferença de potencial entre os eletrodos.

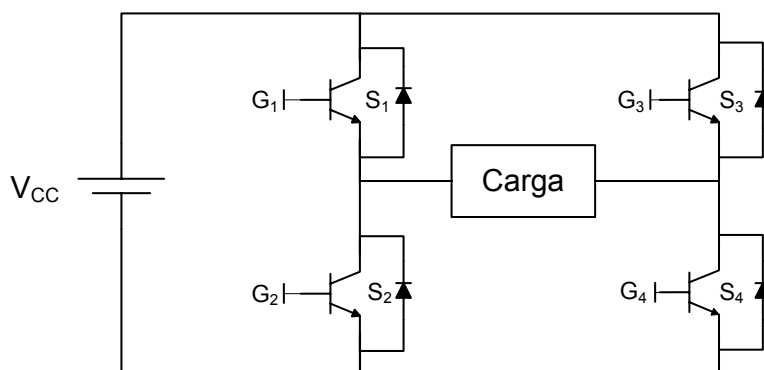


Fig. 4.2 - Conversor em ponte completa operando como fonte de tensão.

Os interruptores desse conversor devem ser comandados aos pares para proporcionar um caminho de circulação da corrente na carga. A Fig. 4.3 mostra os sinais de comandos para os interruptores e o comportamento da tensão na carga.

Como a lâmpada apresenta um comportamento resistivo a corrente se restringe aos intervalos em que há tensão sobre a lâmpada.

O capacitor utilizado no barramento V_{CC} deve apresentar uma baixa ondulação de tensão, para não interferir de forma significativa na tensão dos pulsos aplicados à lâmpada.

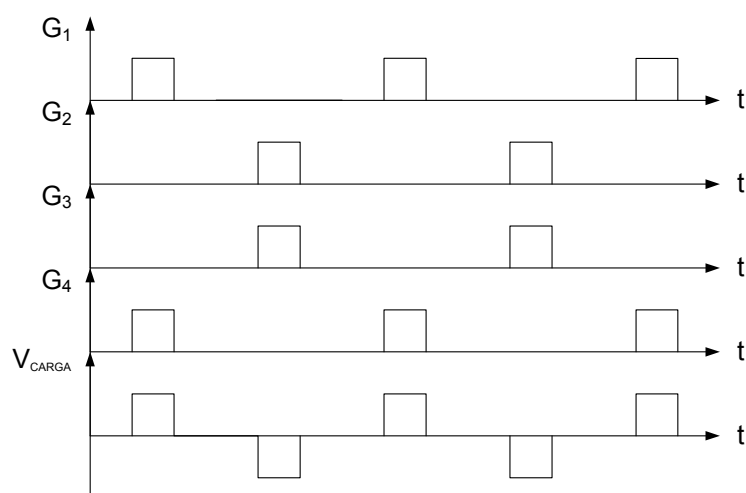


Fig. 4.3 – Sinais de comando dos interruptores e forma de onda da tensão na carga.

4.3. Circuito de partida da lâmpada

Nesse trabalho pretende-se alimentar lâmpadas HPS sem nenhum elemento limitador de corrente. Dessa forma, o circuito ignitor se torna mais complexo para retirar toda indutância em série com a lâmpada após a partida da mesma.

secundário fica ligado à lâmpada em série com o capacitor C_3 . Com o fechamento do relé 1 a lâmpada recebe um pulso de tensão que irá romper sua rigidez dielétrica dando início ao processo de descarga.

Deve-se fechar o relé 2 logo após o pulso de tensão para evitar a extinção do arco. Contudo, o tempo entre o pulso de tensão e o fechamento do relé 2 deve contemplar as variações no tempo de atuação do relé, caso contrário os interruptores poderão ser danificados. Após o pulso de tensão, envia-se o sinal de controle para abrir o relé 1 que levará aproximadamente 4 ms para responder a esse sinal de comando. Durante o intervalo de abertura do relé 1 o capacitor C_3 apresentará uma grande reatância, evitando a excessiva circulação de corrente no transformador.

A Fig. 4.5 mostra a lógica de comando do circuito de alimentação das lâmpadas HPS, utilizando o circuito de partida apresentado na Fig. 4.4.

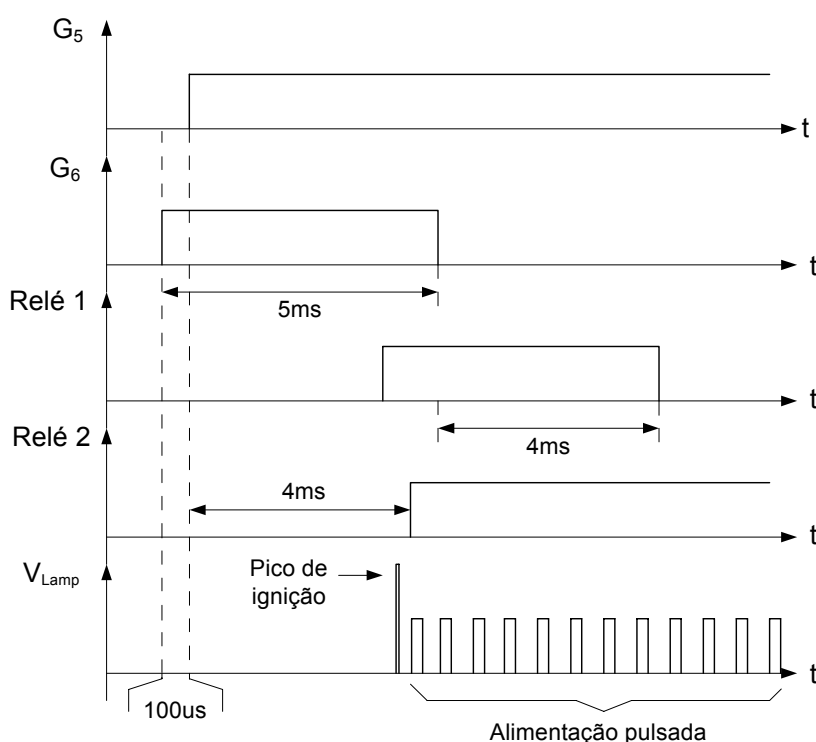


Fig. 4.5 – Representação do sinal de controle dos relés, da atuação dos mesmos e da tensão na lâmpada.

As características mecânicas dos relés provocam expressivas variações no tempo de atuação dos mesmos. Exaustivos ensaios foram feitos para se determinar os limites de variação do tempo de atuação dos relés. A utilização de modelos diferentes de relés requer a adequação dos tempos apresentados na Fig. 4.5.

A Fig. 4.6 mostra o fechamento de um relé e o sinal de controle para acionamento do mesmo. O intervalo entre o início do sinal de controle para atuação do relé e o momento que os contatos mecânicos desse relé se tocassem pela primeira vez foi de aproximadamente 4 ms. Os contatos do relé ao se colidirem acabam se repelindo novamente, gerando assim um transitório de fechamento do relé no qual o contato é fechado e aberto várias vezes.

Durante o transitório de amortecimento dos contatos do relé cada colisão mantém esses contatos conectados durante alguns microssegundos, tempo esse suficiente para que ocorra o pulso de tensão necessário para a ignição da lâmpada.

Após o pico de tensão de ignição o circuito de alimentação passa a fornecer energia pulsada para a lâmpada. Entretanto, o transitório de fechamento dos relés dificulta essa transferência de potência, mas uma pequena potência transferida à lâmpada durante esse intervalo já garante a manutenção do arco.

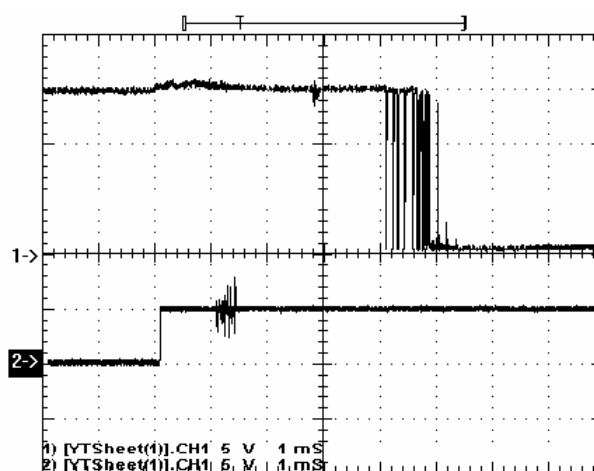


Fig. 4.6 – CH1) Comportamento dos contatos do relé; CH2) Sinal de controle para atuação do relé (1 ms/div).

As lâmpadas HPS necessitam de uma elevada tensão para romper a rigidez dielétrica entre os eletrodos. Dessa forma, um elevado pulso de tensão é aplicado à lâmpada, provocando o aquecimento do gás e formando um caminho para a descarga elétrica.

O pulso de ignição para lâmpadas HPS acima de 150 W deve ficar entre 2,8 kV e 4,5 kV por norma [31], já para lâmpadas abaixo de 70 W deve ficar entre 1,8 kV e 2,3 kV. A duração do pulso de ignição nesse projeto é de aproximadamente 1 μ s.

A Fig. 4.7 mostra a forma de onda da tensão durante a partida da lâmpada.

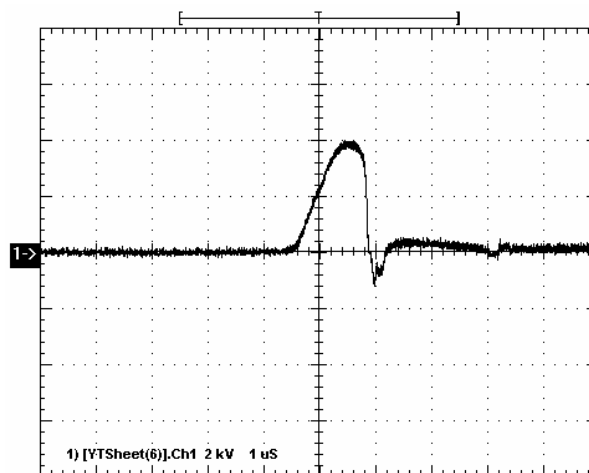


Fig. 4.7 – Tensão de ignição na lâmpada (2 kV/div_1 μ s/div).

A Fig. 4.8 mostra a forma de onda da tensão na lâmpada durante o transitório de partida, quando operando com uma resistência em série com a lâmpada para limitar a corrente na mesma.

A tensão de ignição na lâmpada tem uma duração muito curta quando comparada com a escala da Fig. 4.8, tornando-se apenas uma linha na figura.

Antes da lâmpada ser submetida a tensão de ignição provoca-se a inversão de tensão em alta frequência, com a finalidade de carregar os capacitores de alimentação dos circuitos de disparo dos interruptores (IR2110). Entretanto, os relés 1 e 2 ainda se encontram abertos não submetendo a tensão do conversor sobre a lâmpada, sendo assim, a tensão que aparece no osciloscópio representa a operação do conversor, mas com valores de tensão inexatos devido a flutuação do referencial.

Depois de submetida à tensão de ignição a lâmpada passa a apresentar uma baixa condutividade devido ao elevado aquecimento do plasma, em virtude da elevada potência transferida para a lâmpada durante o curto intervalo de duração do pulso de ignição. Nesse instante, o relé 2 fecha fazendo com que o conversor passe a alimentar a lâmpada de forma pulsada.

O comportamento da tensão sobre a lâmpada logo após o pulso de ignição é bem irregular, como pode ser visto na Fig. 4.8. Esse comportamento é consequência do amortecimento do relé 2 e da baixa condutividade do plasma.

O exemplo de transitório de partida da lâmpada apresentado na Fig. 4.8 é um caso no qual a lâmpada não partiu. Esse exemplo foi escolhido para facilitar a distinção dos

estágios de operação. Se a lâmpada partisse, a condutividade da mesma permaneceria muito baixa, fazendo com que quase toda a tensão de alimentação permanecesse sobre a resistência em série com a lâmpada durante o transitório de vaporização do sódio e do mercúrio.

Transcorridos aproximadamente 800 μ s a lâmpada começa a apagar fazendo com que sua tensão cresça. Esse exemplo não denota que o método utilizado para partida da lâmpada é ineficiente, mas representa um caso fortuito no qual a lâmpada não partiu.

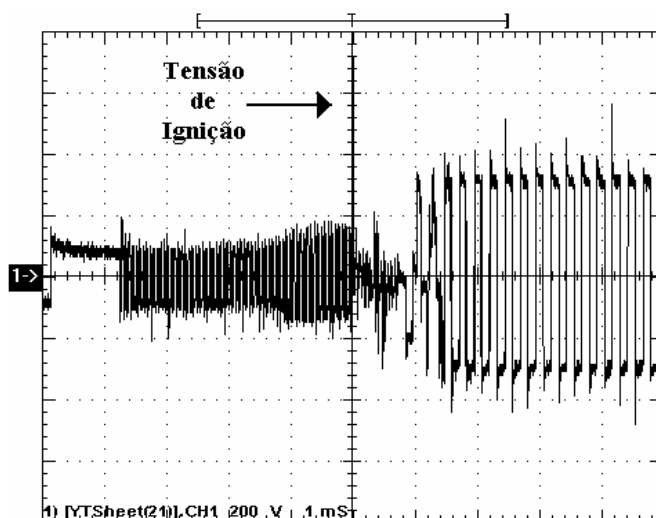


Fig. 4.8 – Forma de onda da tensão na lâmpada durante o transitório de partida da mesma (200 V/div_1 ms/div).

4.3.1. Circuito de partida da lâmpada utilizando o transformador em série

O circuito de ignição utilizando o transformador em série (Fig. 4.9) minimiza os problemas com o tempo de atuação do relé, permitindo um maior intervalo de tempo entre o pulso de ignição e a fechamento do relé, pois nessa configuração, após o pulso de ignição passa a circular uma corrente pela lâmpada e pelo transformador de pulso, decorrente da alimentação do conversor em ponte completa. Essa corrente será tanto maior quanto menor for a indutância de dispersão do transformador e menor for a frequência dos pulsos.

Esse circuito de ignição opera com o envio do sinal de comando para fechamento do relé que, como foi apresentado anteriormente, leva aproximadamente 4 ms para fechar.

Após o comando de atuação do relé, espera-se de 2 a 3 ms, assegurando que esse intervalo é menor que a atuação mais rápida desse relé. Transcorrido esse intervalo, efetua-se a atuação do interruptor Q_1 que aplica a tensão do capacitor C_1 no primário do

transformador. O transformador apresenta uma grande relação de transformação, o que faz com que a tensão no seu secundário seja elevada o suficiente para ionizar o gás presente dentro do tubo de descarga.

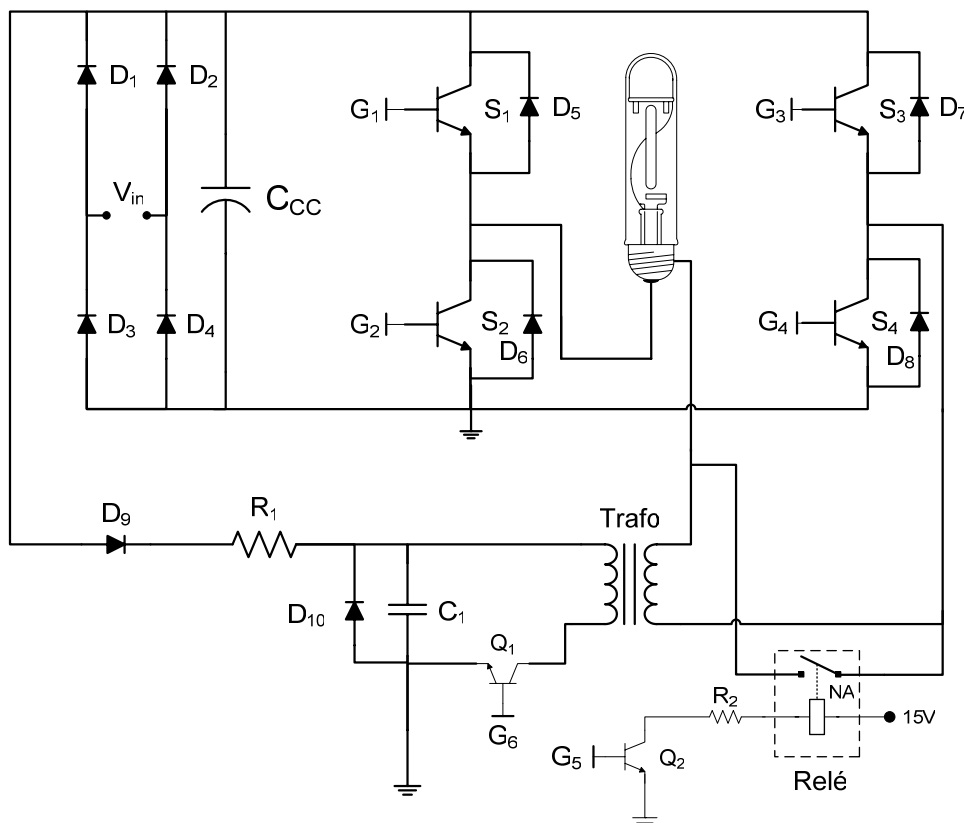


Fig. 4.9 – Diagrama esquemático do circuito de partida para as lâmpadas HPS com transformados de pulso em série com a lâmpada.

Ionizado o gás presente na lâmpada, passa a circular uma corrente na mesma, o que faz com que o capacitor C_1 seja descarregado. Esse intervalo de descarga do capacitor leva aproximadamente um microssegundo. Com o capacitor C_1 descarregado, o conjunto lâmpada e secundário do transformador ficam submetidos a uma tensão alternada em alta frequência vinda do conversor em ponte completa. O transformador fica submetido a uma parcela dessa tensão e a reflete no primário. Dependendo do sentido dessa tensão o primário encontra-se aberto, devido a rápida carga do capacitor C_1 que se carrega com uma baixa tensão, mas suficiente para que através do transformador o secundário apresente uma tensão suficiente para contrapor a tensão do conversor que alimenta a lâmpada, de forma que praticamente não circula nenhuma corrente no secundário. Com a inversão do sentido da tensão, o capacitor C_1 se descarrega rapidamente fazendo com que o primário fique em curto-circuito devido à entrada em condução do diodo D_{10} e o secundário fica com uma pequena indutância devido à dispersão do transformador. Nesse intervalo de operação deve

circular uma corrente unidirecional na lâmpada com amplitude limitada pela frequência dos pulsos e pelo valor da indutância de dispersão.

Transcorrido o intervalo de atuação do relé o mesmo fecha, curto-circuitando o secundário do transformador. Após o fechamento do relé o interruptor Q_1 pode ser comandado a abrir. Com o relé fechado, a tensão fornecida pelo conversor em ponte completa é aplicada totalmente sobre a lâmpada, finalizando o transitório de ignição.

4.4. Alimentação pulsada das lâmpadas HPS com resistência em série para estabilizar a corrente

Nesse modo de operação o índice de reprodução de cor sofre uma pequena melhoria; já a temperatura correlata de cor tem um aumento mais expressivo, conforme apresentado por Kaiser [23]. Quando a frequência dos pulsos é mais baixa do que o tempo de relaxamento do plasma é necessária a presença de uma corrente de manutenção do arco durante o intervalo de “fervura”.

A corrente de manutenção é bem inferior à corrente de pulso, fazendo com que a maior parte da potência seja transferida à lâmpada durante o pulso. O fechamento do interruptor S_5 caracteriza o início do pulso, no qual a corrente é limitada pela resistência R_1 de valor bem inferior a resistência R_2 . Ao final do pulso o interruptor S_5 é aberto e a corrente passa a ser limitada pela soma das resistências R_1 e R_2 tornando a corrente nesse intervalo de operação bem menor do que a corrente de pulso. Esse circuito opera com frequência e razão cíclica constante.

A Fig. 4.10 representa o circuito de potência para alimentação das lâmpadas HPS com corrente de manutenção do arco (Anexo A).

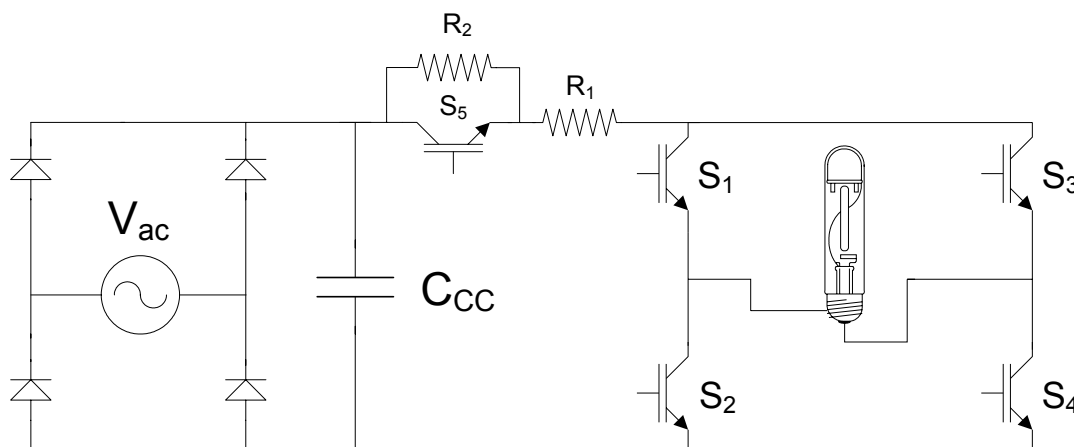


Fig. 4.10 – Circuito de potência para alimentação das lâmpadas HPS com corrente de manutenção do arco.

O circuito implementado opera em 200 Hz com razão cíclica de 9 % do período. A tensão no capacitor de carga é de aproximadamente 300 V. As resistências R_1 e R_2 utilizadas para estabilização da corrente na lâmpada são de $30\ \Omega$ e $602\ \Omega$ respectivamente. A potência ativa fornecida à lâmpada nesse modo de operação foi de 72 W.

A Fig. 4.11 mostra o comportamento da tensão e da corrente na lâmpada quando alimentada de forma pulsada com corrente de manutenção.

Com o esfriamento do plasma a resistência equivalente da lâmpada passa a ser muito alta, fazendo com que no divisor resistivo, lâmpada mais resistências em série, a lâmpada passe a assumir uma parcela significativa da tensão.

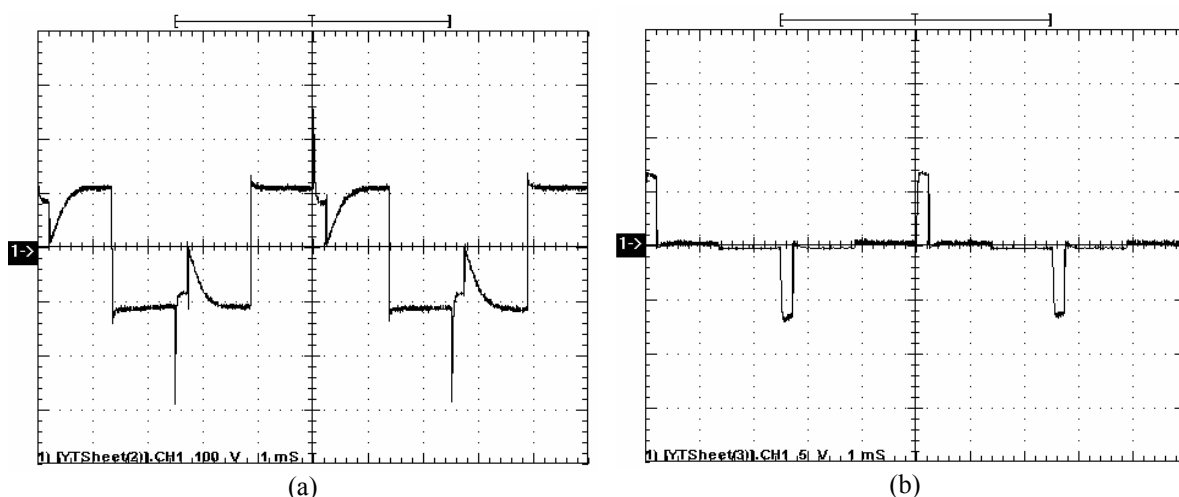


Fig. 4.11- a) Resultados experimentais da tensão sobre a lâmpada (100 V/div); b) Resultado experimental da corrente na lâmpada (5 A/div).

No instante que o interruptor S_5 entra em condução a lâmpada assume quase toda a tensão da fonte, pois a resistência da lâmpada está bem maior que a resistência R_1 . Dessa forma, uma alta potência é transferida à lâmpada, provocando um rápido aquecimento do plasma e, por consequência, a diminuição da resistência equivalente da lâmpada. Após esse transitório a resistência da lâmpada se estabiliza em um novo valor bem inferior ao valor existente antes do início do pulso.

Ao término do pulso o interruptor S_5 é bloqueado, fazendo com que as resistências R_1 e R_2 voltem a ficar em série com a lâmpada. Nesse instante a resistência equivalente da lâmpada é bem menor que a soma das demais resistências que estão em série com ela, fazendo com que a tensão sobre a lâmpada caia a valores muito baixos. Com o esfriamento

do plasma sua resistência vai aumentando e, por consequência, a tensão sobre a lâmpada cresce.

O aumento da frequência dos pulsos acima do tempo de relaxamento do plasma, permite que a lâmpada seja alimentada sem corrente de manutenção, pois antes que ocorra a extinção do arco um novo pulso de corrente é aplicado sobre a mesma.

A alimentação pulsada sem corrente de manutenção foi utilizada por Dakin [4] para a alimentação de uma lâmpada HPS de 150 W na frequência de 500 Hz, sendo que esses resultados foram apresentados no capítulo 2. Realizou-se também a implementação de um protótipo operando em 500 Hz e razão cíclica de 25 % do período, com tensão de alimentação de 202 V eficaz. A resistência em série com a lâmpada durante o pulso foi de $46,3 \Omega$, sendo a potência ativa fornecida à ela nesse modo de operação de 72,1 W.

A Fig. 4.12 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada quando alimentada de forma pulsada, sem corrente de manutenção do arco.

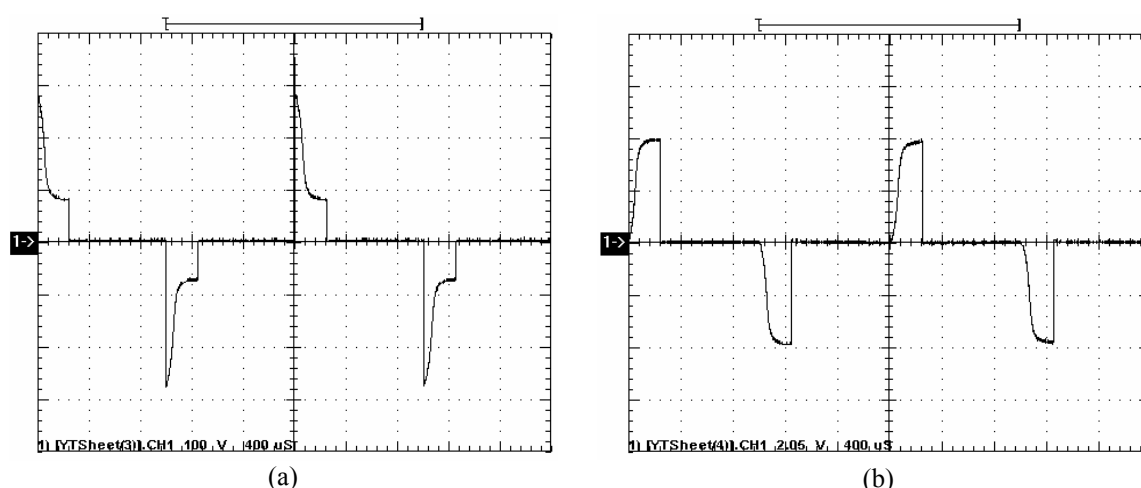


Fig. 4.12 - Resultados experimentais operando em 500 Hz: a) Forma de onda da tensão na lâmpada (100 V/div); b) Forma de onda da corrente na lâmpada (2 A/div).

O aumento da frequência de alimentação faz com que o comportamento da lâmpada se aproxime cada vez mais do comportamento resistivo.

Os resultados apresentados na Fig. 4.13 foram obtidos alimentando uma lâmpada HPS de 70 W na frequência de 16,7 kHz, utilizando uma resistência em série com ela de 30Ω . A tensão de alimentação do conversor foi de 175 V eficaz.

Na Fig. 4.13 verifica-se que a tensão na lâmpada permanece praticamente constante durante um período de comutação, pois o crescimento da corrente é compensado pelo

crescimento da condutividade do plasma. Entretanto, a variação da condutividade do plasma, nesse modo de operação, é muito menor que na alimentação pulsada em baixa frequência.

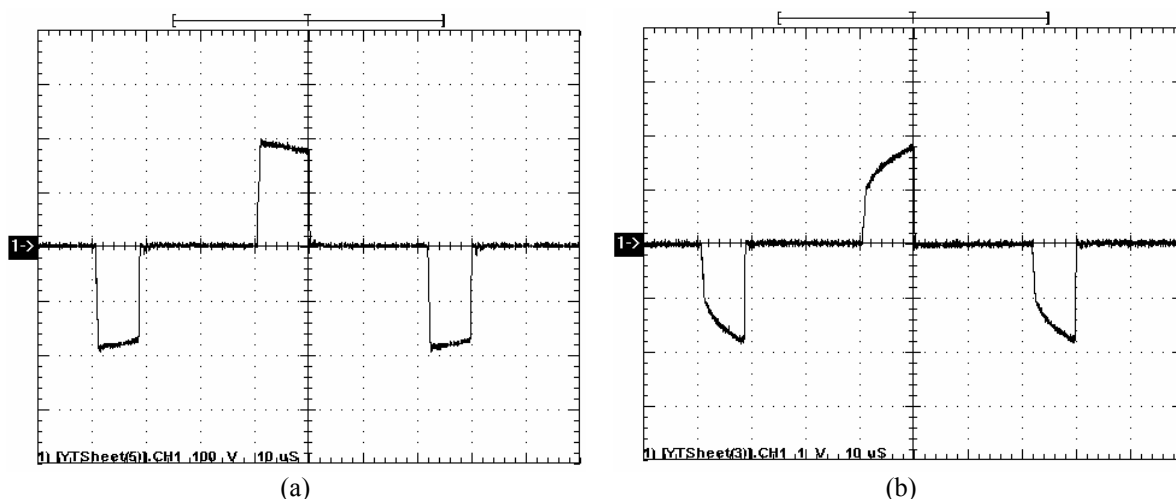


Fig. 4.13 – Resultados experimentais operando em 16,7 kHz: a) Forma de onda da tensão na lâmpada (100 V/div); b) Forma de onda da corrente na lâmpada (1 A/div).

Nessa condição de operação a potência ativa fornecida à lâmpada foi de 73 W, sendo o valor eficaz da tensão sobre ela de 96 V e o valor eficaz da corrente de 830 mA. A potência aparente nesse modo de operação está próxima da potência ativa, mostrando que o comportamento da lâmpada está se aproximando do comportamento resistivo.

4.4.1. Operação pulsada em alta frequência com modulação utilizando resistência em série com a lâmpada

Como foi mostrado no capítulo 3 a operação pulsada em baixa frequência provoca melhorias das características calorimétricas da luz emitida pelas lâmpadas HPS, em decorrência de uma maior variação da temperatura do plasma dentro do tubo de descarga. Dessa forma, nesse item propõe-se a alimentação da lâmpada HPS em alta frequência com sinal modulante em baixa frequência.

A alimentação em alta frequência permite a utilização de técnicas mais elaboradas para estabilizar a corrente nas lâmpadas, e a operação em baixa frequência provoca uma maior variação da temperatura do plasma que apresenta um tempo de relaxação muito maior que o período de comutação dos interruptores.

O comportamento da lâmpada alimentada de forma pulsada em alta frequência com modulação se assemelha à alimentação pulsada em baixa frequência.

A Fig. 4.14 mostra a forma de onda da tensão e da corrente numa lâmpada HPS de 150 W alimentada na frequência de 33 kHz, com uma modulação na frequência de 240 Hz. Utilizou-se uma resistência de $20\ \Omega$ para estabilizar a corrente na lâmpada e a razão cíclica dos pulsos foi de 0,55. O intervalo de relaxamento do plasma para o sinal modulado de baixa frequência é de $1.200\ \mu\text{s}$. A tensão de alimentação do conversor é de 220 V eficaz.

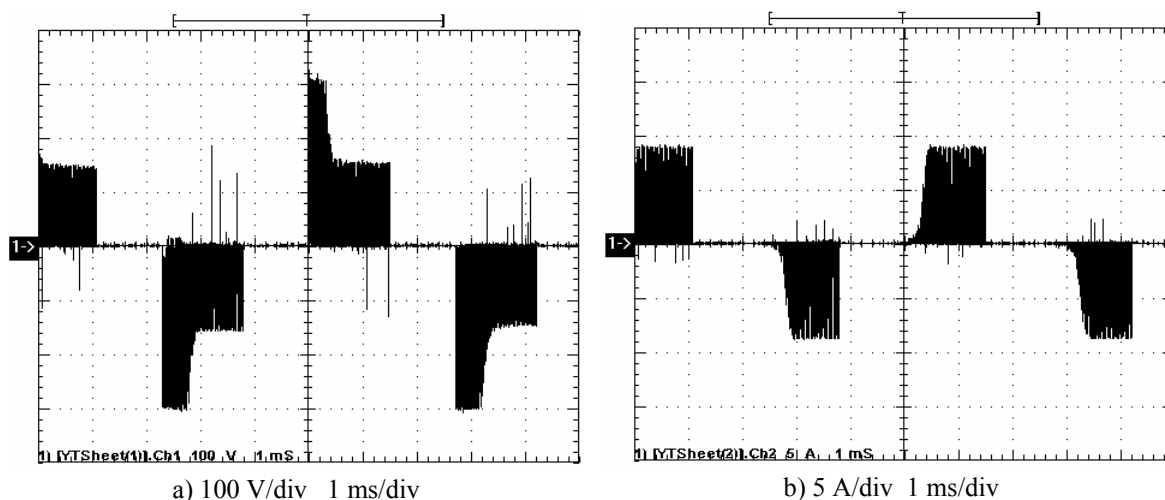


Fig. 4.14 – Forma de onda da tensão (a) e da corrente (b) na lâmpada operando em alta frequência com modulação em baixa frequência.

A Fig. 4.15 mostra em detalhe os instantes iniciais do pulso na lâmpada, no qual o plasma se encontra inicialmente “frio”. Com o aquecimento do plasma sua condutividade aumenta provocando uma redução da tensão e o aumento da corrente na lâmpada.

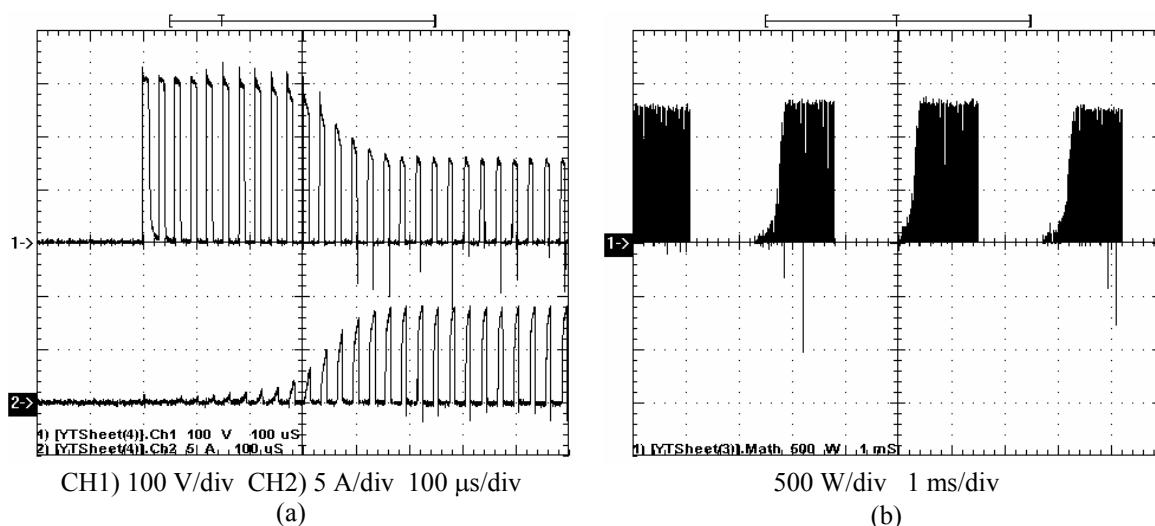


Fig. 4.15 – a) Tensão e corrente na lâmpada nos instantes iniciais do pulso; b) Comportamento da potência fornecida a lâmpada.

4.5. Alimentação pulsada em alta freqüência sem o elemento estabilizador de corrente em série com a lâmpada

O controle da corrente pelo valor de pico possibilita a alimentação da lâmpada sem elemento estabilizador em série com a mesma. Nessa técnica de alimentação mantém-se uma tensão na lâmpada até que a corrente alcance o valor desejado e, nesse instante, o pulso de tensão é retirado. Os pulsos de tensão são aplicados numa freqüência constante, mas a razão cíclica varia em função da taxa de crescimento da corrente na lâmpada.

A Fig. 4.16 apresenta o diagrama esquemático da lógica de controle da corrente pelo valor de pico.

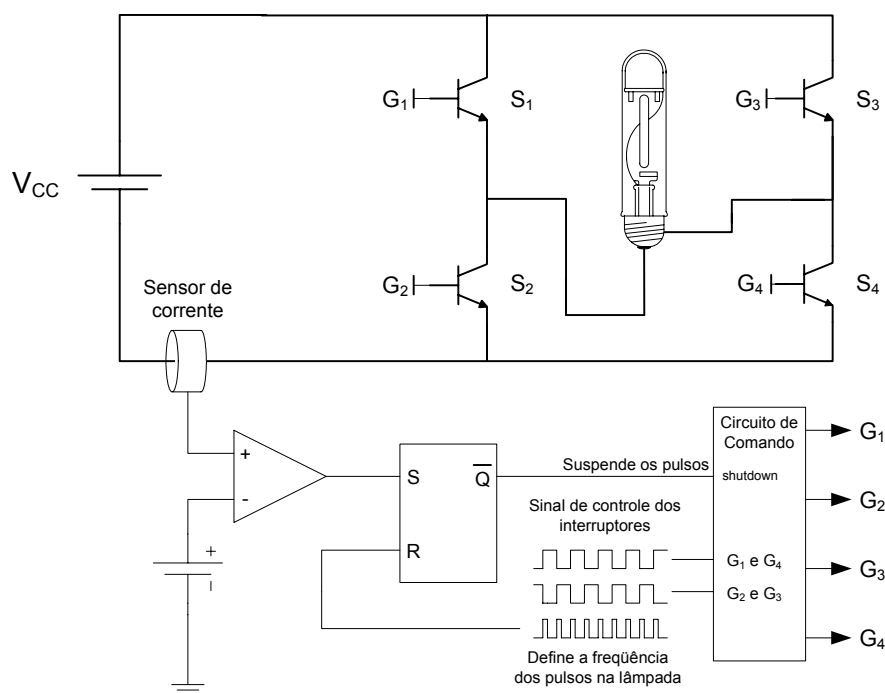


Fig. 4.16 - Diagrama esquemático do circuito de controle pela corrente de pico.

No início do pulso a corrente na lâmpada assume um certo valor em função da temperatura do plasma. Quanto maior for o tempo de esfriamento do plasma menor será a corrente inicial sobre a lâmpada, pois menor será a temperatura nela no início do pulso.

Com o crescimento da corrente a potência transferida à lâmpada aumenta, provocando o aquecimento do plasma que, por sua vez, gera o aumento da condutividade. O aumento da condutividade realimenta de forma positiva o crescimento da corrente provocando o crescimento da mesma de forma exponencial. Se o pulso de tensão não for

retirado, essa realimentação positiva da corrente provocará a formação do “curto circuito” dentro do tubo de descarga. Os valores máximos de corrente na lâmpada são definidos pelo controle, que retira a tensão sobre a lâmpada quando a corrente alcança certo valor previamente definido.

A Fig. 4.17 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada quando alimentada sem elemento estabilizador da corrente. Esse resultado foi obtido para uma lâmpada HPS de 150 W operando numa faixa de frequência que vai de 15 kHz a 25 kHz.

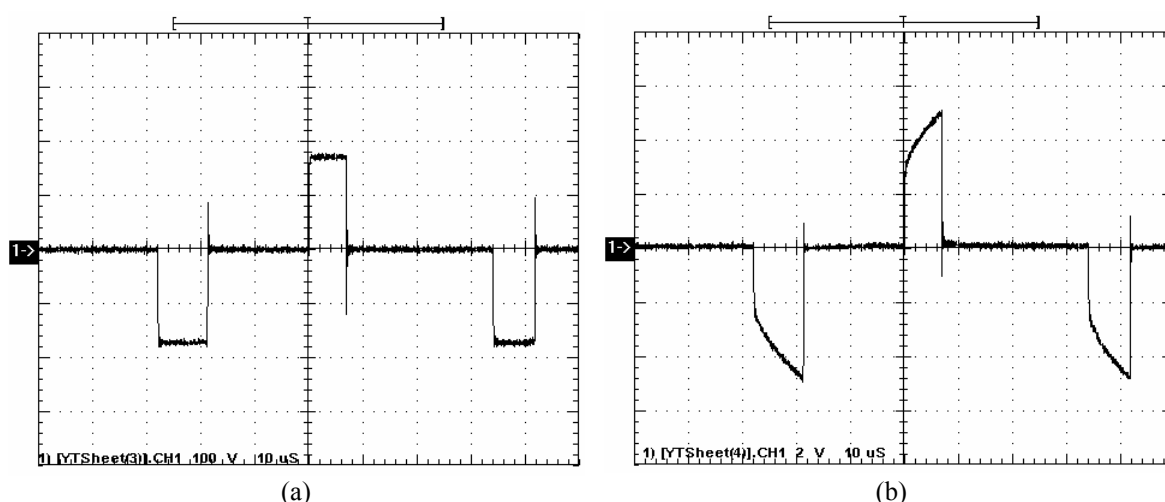


Fig. 4.17 – Forma de ondas experimentais da tensão ((a) 100 V/div) e da corrente ((b) 2 A/div) na lâmpada operando com controle pela corrente de pico.

A alimentação pulsada em alta frequência das lâmpadas HPS sem elemento limitador de corrente provoca o aparecimento da ressonância acústica. Para evitar esse fenômeno, provocou-se variações na frequência dos pulsos de alimentação da lâmpada, com o intuito de distribuir de forma mais uniforme a potência fornecida à lâmpada nas diversas componentes harmônicas do sinal pulsado.

Uma boa distribuição da potência ao longo de espectro de frequência, faz com que a potência de cada harmônica fique abaixo do limiar da ressonância acústica. Após a utilização dessa técnica não se constatou mais o aparecimento da ressonância acústica dentro do tubo de descarga.

A Fig. 4.17 apresenta pulsos com tensão de aproximadamente 170 V fazendo com que a corrente leve aproximadamente 7 μ s para alcançar o valor de pico previamente definido. A Fig. 4.18 apresenta uma condição de operação da lâmpada na qual a tensão dos pulsos é de aproximadamente 260 V. Nessa condição de operação a corrente leva

aproximadamente $4 \mu\text{s}$ para alcançar o valor de pico definido. Os valores de pico das correntes foram definidos de forma a transferir para a lâmpada sua potência nominal.

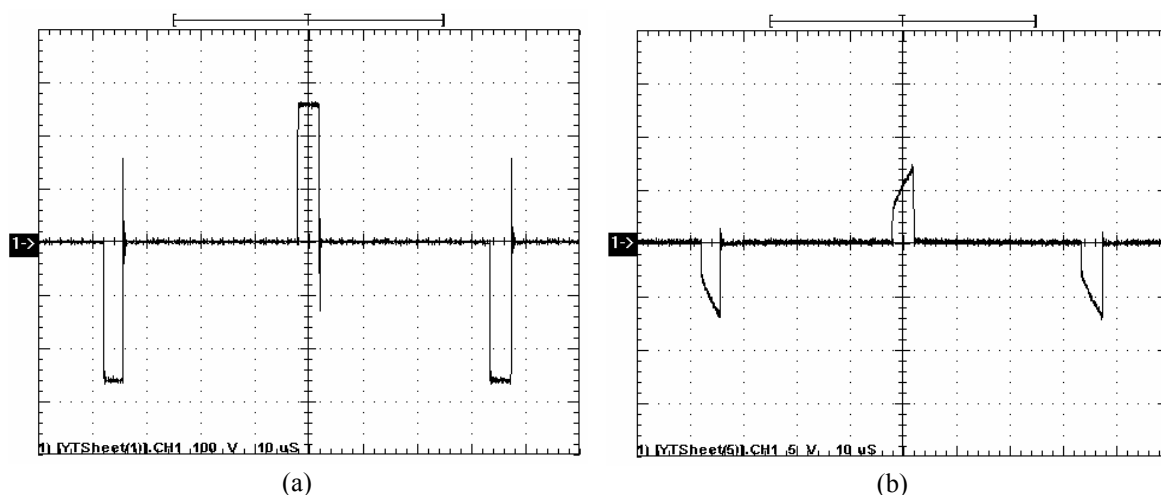


Fig. 4.18 – Forma de ondas experimentais da tensão ((a) 100 V/div) e da corrente ((b) 5 A/div) na lâmpada operando com controle pela corrente de pico.

4.5.1. Alimentação pulsada em alta frequência com modulação utilizando o controle pela corrente de pico

Através do microcontrolador é possível definir dois valores de referência para o controle da corrente pelo valor de pico, bem como o intervalo de duração de cada uma dessas referências, permitindo emular a alimentação pulsada em baixa frequência com corrente de “fervura”.

Dessa forma, alternando os valores de referência do controle da corrente é possível definir dois intervalos de operação. Primeiro, quando a referência permite uma elevada corrente na lâmpada. Nessa condição de operação o sistema se assemelha ao intervalo que a lâmpada fica submetida ao pulso de tensão quando alimentada de forma pulsada em baixa frequência. Segundo, quando a referência limita a corrente de pico na lâmpada em valores muito baixos, emulando o comportamento da corrente de “fervura”.

O sinal modulante em baixa frequência propicia melhorias nas características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada HPS, sem perder as vantagens da operação em alta frequência que permite a alimentação da lâmpada sem elemento estabilizador da corrente em série com a mesma.

A Fig. 4.19 mostra a forma de onda da tensão e da corrente com freqüências que variam entre 17 kHz e 24 kHz, sendo o sinal modulante na freqüência de 145 Hz e com razão cíclica de 0,33.

Alimentou-se uma lâmpada HPS de 150 W com uma tensão de pulso de 220 V. Nessa condição de operação o valor eficaz da tensão sobre a lâmpada foi de 93,5 V, o valor eficaz da corrente de 1,96 A e a potência ativa fornecida a lâmpada foi de 156 W.

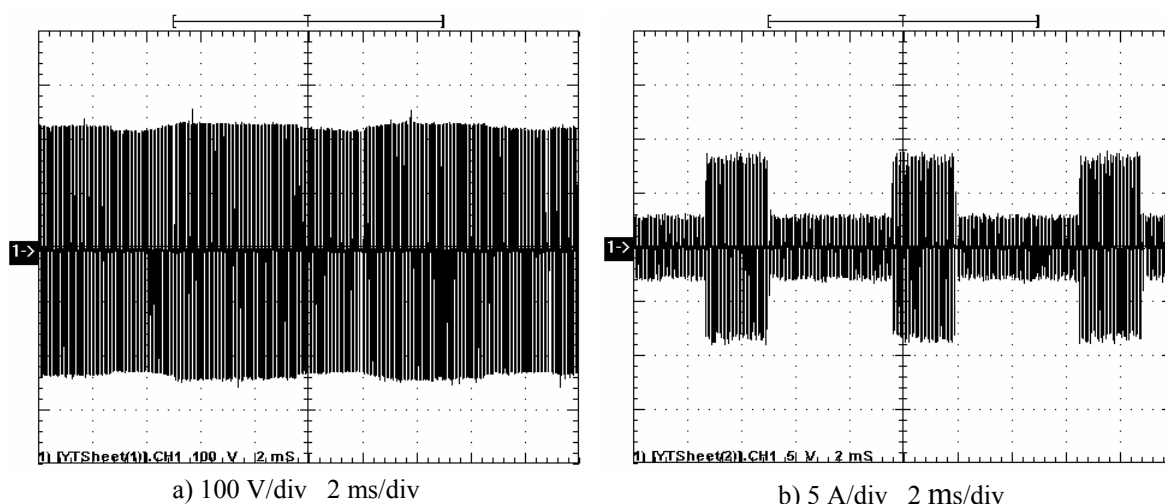


Fig. 4.19 – Forma de onda da tensão(a) e da corrente (b) na lâmpada.

A Fig. 4.20 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada durante o intervalo no qual a lâmpada fica submetida à elevadas correntes (“pulso”). A Fig. 4.21 mostra a forma de onda da tensão e da corrente durante o intervalo que a corrente de pico é baixa (“fervura”).

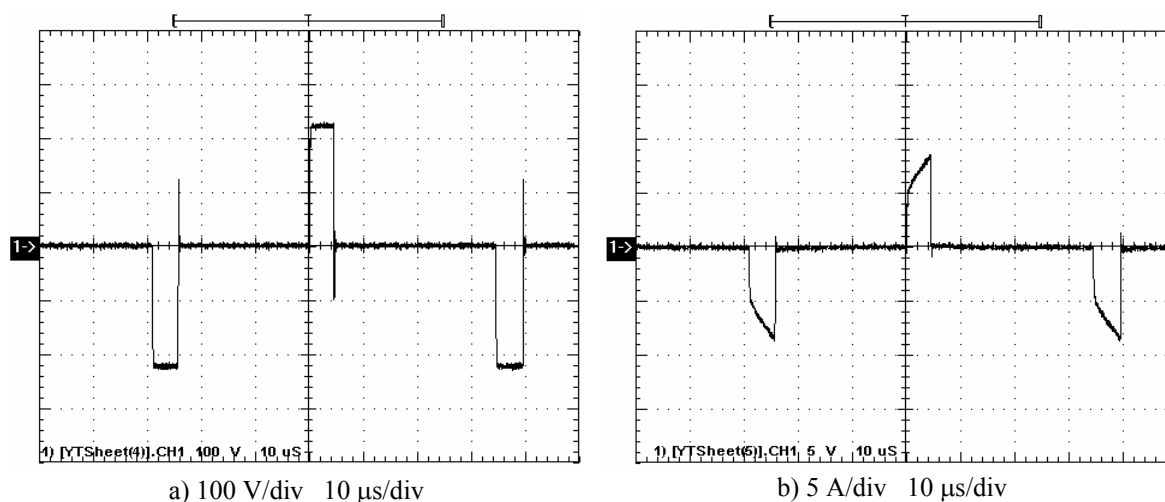


Fig. 4.20 – Forma de onda da tensão (a) e da corrente (b) sobre a lâmpada durante o intervalo com elevada corrente de pico.

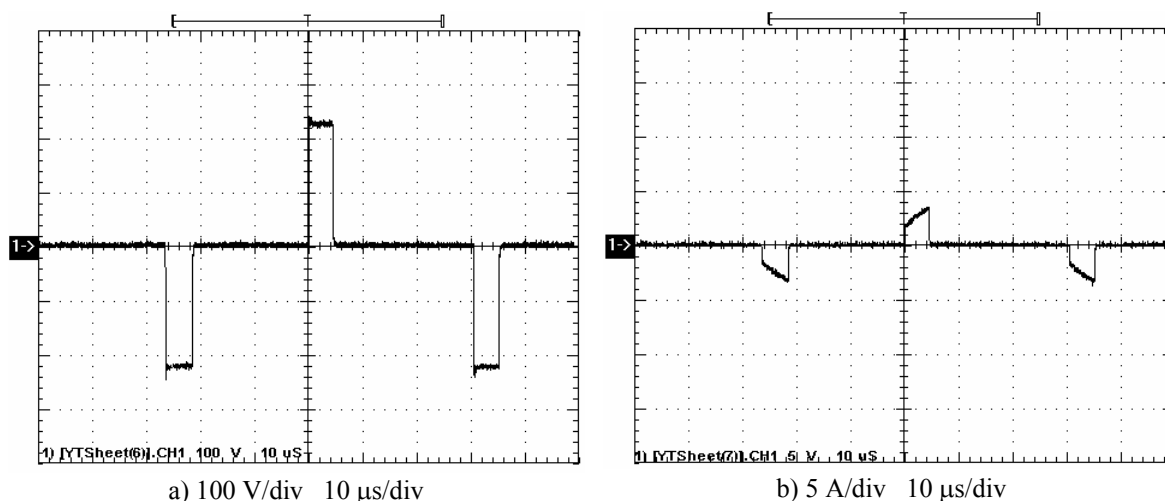


Fig. 4.21 - Forma de onda da tensão (a) e da corrente (b) sobre a lâmpada durante o intervalo com baixa corrente de pico.

Verifica-se que a razão cíclica dos pulsos não sofreu grande variação entre os dois modos de operação. Entretanto, os valores iniciais da corrente são bem diferentes nos dois modos de operação, mostrando que a temperatura do plasma está sofrendo uma expressiva variação em função da modulação.

4.6. Efeito da alimentação pulsada sobre a vida útil das lâmpadas HPS

Alguns estudos foram realizados para verificar o desgaste dos eletrodos na alimentação senoidal [33] e na alimentação pulsada [34]. Utilizando técnicas de espectroscopias para detectar traços do material ativo ($\text{Ba}_2\text{CaW}_3\text{O}_6$) na radiação emitida pela lâmpada, foi possível mensurar o desgaste dos eletrodos nos dois modos de alimentação.

Através da espectroscopia os autores verificaram que a intensidade da linha de Ba II (455,4nm) está diretamente relacionada à perda de material ativo dos eletrodos. Na alimentação senoidal em 50 Hz a linha atômica do Bário II está presente durante o transitório de aquecimento do eletrodo, desaparecendo após esse transitório, mostrando que a perda de material ativo dos eletrodos durante a fase de luminescência é pouco intensa. Os autores desse estudo estimaram, através de modelos matemáticos, que a perda de material ativo durante o transitório de partida equivale a 5,6 horas de operação com alimentação senoidal.

Realizaram a mesma análise para a alimentação pulsada das lâmpadas HPS e constataram que a perda de material ativo dos eletrodos é similar a alimentação senoidal na

freqüência da rede. Esse comportamento se deve ao fato do rápido aquecimento dos eletrodos em virtude da elevada corrente de pulso.

Levando em consideração somente o desgaste dos eletrodos, as análises anteriores permitem concluir que a vida útil da lâmpada HPS não sofre redução quando alimentada de forma pulsada. Entretanto, existem outros fenômenos que devem ser considerados na análise da vida útil da lâmpada HPS, tais como a perda de sódio, sobre aquecimento e recristalização do material dos eletrodos.

4.7. Conclusão

A inércia térmica do plasma mostrou ser suficiente para estabilizar a corrente na lâmpada, quando utilizando uma técnica de controle adequada.

A forma de alimentação proposta nesse trabalho abre uma grande perspectiva de otimização dos reatores eletrônicos. Com o desenvolvimento tecnológico dos semicondutores essa técnica se tornará cada vez mais viável.

Outra importante tendência de otimização na atualidade é a compactação dos equipamentos num único circuito integrado, sendo o conversor apresentado nesse trabalho mais propício para esse tipo de compactação, por não utilizar indutores ou circuito ressonante em série com a lâmpada.

Comprovou-se a grande flexibilidade com que as lâmpadas HPS podem ser alimentadas, com ou sem corrente de “fervura”, com inversão em alta freqüência da corrente na lâmpada ou com inversão apenas em baixa freqüência.

A variação da freqüência dos pulsos mostrou-se uma eficiente técnica para minimizar o efeito da ressonância acústica.

Capítulo 5

Controle da tensão e da potência na lâmpada

5.1. Introdução

A temperatura do ambiente que envolve a lâmpada interfere nas trocas de calor da lâmpada com esse meio, de modo que a temperatura na parede do tubo e o perfil radial de temperatura dentro do tubo de descarga sofrem alterações com a variação da temperatura do ambiente. Assim, o controle pela corrente de pico utilizando valores de controle fixos levaria a lâmpada a pontos de operação bem distintos quando submetidas a ambientes com diferentes temperaturas.

A malha de controle da potência tem como objetivo manter a lâmpada operando na potência nominal, permitindo também dimerizações da intensidade luminosa da lâmpada, buscando uma maior racionalização do consumo de energia. Por isto, será descrita a metodologia de implementação da malha de controle da potência utilizada.

Durante o transitório de vaporização do sódio e do mercúrio a lâmpada apresenta uma baixa inércia térmica. Nessa condição de operação a corrente na lâmpada sofre grandes variações em curtos intervalos de tempos, dificultando a atuação do controle devido às rápidas respostas exigidas. Assim, neste capítulo serão analisadas também algumas propostas para estabilizar a corrente na lâmpada durante o transitório de vaporização do amálgama.

A utilização de um estágio pré-regulador na entrada do reator eletrônico permite alimentar a lâmpada com baixas tensões durante o transitório de vaporização do amálgama. A diminuição da tensão de pulso faz com que a derivada de crescimento da corrente reduza, de forma que o atraso na resposta do controle não ocasione elevadas correntes.

Para que os reatores eletrônicos utilizados neste trabalho estejam adequados às normas de qualidade de energia, deve-se utilizar o estágio pré-regulador para realizar a correção de fator de potência. Essas características fazem do conversor Buck-Boost o conversor mais adequado para variar a tensão dentro da faixa desejada e realizar a correção do fator de potência.

5.2. Importância da malha de controle da potência na operação da lâmpada HPS

Uma lâmpada HPS apresenta mudanças substanciais da tensão de arco em função da mudança da potência, quando alimentada com um elemento estabilizador em série. Esse comportamento contrasta com o da lâmpada de vapor de mercúrio, para a qual a tensão permanece relativamente constante com a variação da potência da lâmpada. A variação da tensão de arco na lâmpada HPS é função da potência fornecida à mesma, que interfere na vaporização do excesso de amálgama de sódio e de mercúrio presente na parede do tubo de descarga.

Durante a operação da lâmpada, uma parcela do sódio e do mercúrio permanecem na forma de amálgama no estado líquido, se concentrando “nos pontos frios” próximos as extremidades do tubo de descarga. A pressão do vapor e, portanto, a tensão da lâmpada está relacionada com a temperatura do ponto frio, que é função da potência fornecida à lâmpada. Essa relação entre potência e tensão é aproximadamente linear na região de interesse nas vizinhanças da potência nominal [32].

O aumento da potência fornecida à lâmpada provoca o aumento da temperatura média dentro do tubo de descarga que, por sua vez, provoca um aumento da condutividade do plasma. Esse fato deveria provocar a diminuição da tensão de arco, quando utilizando um elemento limitador de corrente em série com a lâmpada. Entretanto, isso não ocorre, devido ao aquecimento das regiões mais periféricas do tubo de descarga. Fato que ocasiona a vaporização do sódio e do mercúrio presentes nessas regiões mais frias, aumentando assim, a concentração de vapor de sódio e de mercúrio, que tem como consequência o aumento da tensão de arco.

Na alimentação pulsada em baixa frequência, a lâmpada alcança elevadas temperaturas, mas essa elevação da temperatura não provoca uma maior vaporização do sódio e do mercúrio, pois o aquecimento do plasma nessa forma de operação se concentra na região central do tubo de descarga. Quando ocorre um aumento da potência média fornecida à lâmpada, independentemente da forma de alimentação, a lâmpada sofre um aquecimento na região mais periférica do tubo de descarga, provocando uma maior vaporização do sódio e do mercúrio. Porém, a contribuição da forma de alimentação no aquecimento da região periférica da lâmpada é pouco expressiva.

Para facilitar a análise da tensão, da corrente e da potência na lâmpada, pode-se dividir os fatores que influenciam o comportamento da temperatura radial no tubo de descarga em duas categorias:

1^a) A forma de alimentação da lâmpada é responsável pela variação da temperatura principalmente na região central do tubo de descarga, pois a condutividade elétrica é maior nessa região provocando a concentração da corrente.

2^a) A variação da temperatura nas regiões mais periféricas do tubo de descarga está vinculada ao ambiente no qual a lâmpada está inserido e à potência ativa fornecida a mesma. A utilização de uma lâmpada dentro de uma luminária fechada provoca o aquecimento do ar dentro da mesma, Isto prejudica as trocas de calor da lâmpada, que tem como consequência o aumento da temperatura nas regiões mais periféricas do tubo de descarga, resultando numa maior vaporização do sódio e do mercúrio.

A análise anterior mostra que o meio no qual a lâmpada está inserida altera o ponto de operação da mesma. Dessa forma, torna-se necessária a utilização de uma malha de controle da potência para assegurar que a lâmpada ficará submetida a sua potência nominal.

Quando a lâmpada está submetida a uma alimentação pulsada, a dinâmica de variação da condutividade na região central é muito rápida, mas estável devido a utilização do controle da corrente pelo valor de pico. Entretanto, a variação da temperatura na região mais periférica do tubo de descarga é muito lenta, pois depende entre outros fatores da temperatura ambiente.

A Fig. 5.1 representa de forma ilustrativa as trocas de calor da lâmpada com a massa de ar interna ao holofote e a troca de calor desse holofote com o meio externo. As normas da ABNT [31] regulamentam a condutividade térmica mínima que os holofotes podem apresentar, garantindo assim temperaturas máximas na parede do tubo de descarga quando operando na potência nominal.

Para verificar a influência da temperatura na parede do tubo de descarga no comportamento da lâmpada HPS, realizou-se simulações para diferentes temperaturas da parede do tubo de descarga, não alterando as demais condições de operação. Utilizou-se as características da lâmpada HPS apresentadas por Dakin [4], sendo a lâmpada alimentada com tensão de pulso de 150 V, corrente de pico de 6,5 A e frequência dos pulsos de 20kHz.

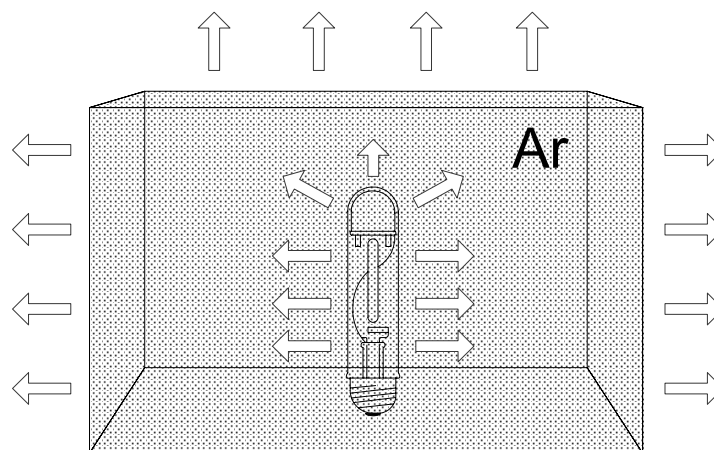


Fig. 5.1 – Representação das trocas de calor da lâmpada com o meio que a envolve.

Como o modelo da lâmpada não contempla a vaporização do sódio e do mercúrio, os resultados apresentados buscam mostrar a influência da temperatura da parede do tubo de descarga no fluxo de potência da lâmpada.

A Fig. 5.2 mostra o perfil de temperatura radial dentro do tubo de descarga para duas diferentes temperaturas da parede do tubo de descarga, mantidas constantes as características de operação do conversor. A menor temperatura da parede faz com que a corrente se concentre mais na região central do tubo de descarga, gerando assim um maior aquecimento nessa região.

Utilizando a temperatura da parede do tubo de descarga igual 1.100 K a potência fornecida para a lâmpada foi de 199 W, para uma corrente de pico de 6,5 A. Para a temperatura da parede do tubo de descarga igual 1.900 K a potência fornecida para a lâmpada foi de 141 W para o mesmo valor de corrente de pico do caso anterior.

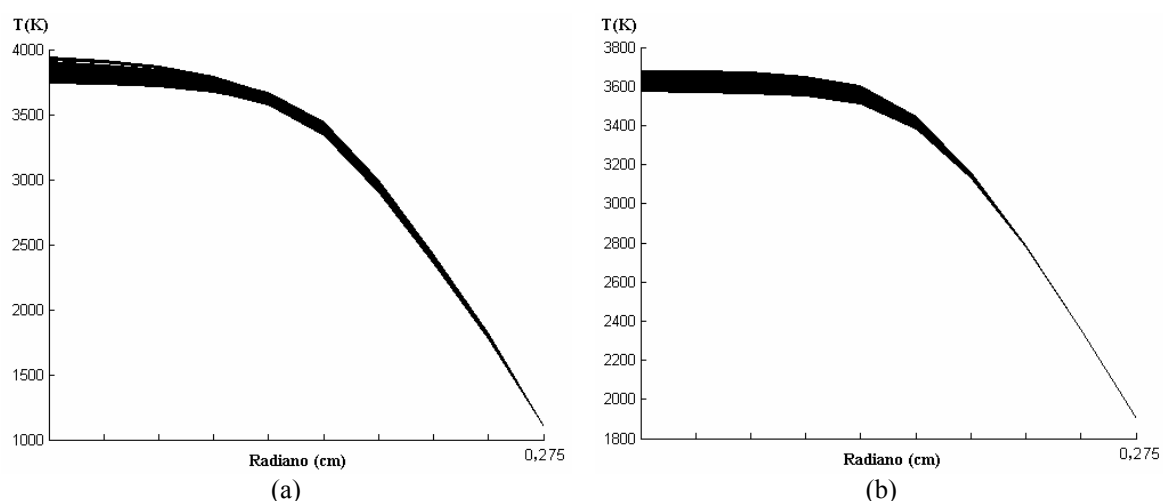


Fig. 5.2 – Perfil de temperatura do tubo de descarga para a temperatura na parede do tubo de descarga de:
a) 1.100 K; b) 1.900 K.

5.2.1. Descrição da malha de controle da potência

A variação da temperatura do plasma nas regiões periféricas do tubo de descarga é lenta permitindo a utilização de uma malha de controle lenta. Desse modo, decidiu-se utilizar os microcontroladores PIC para calcular a potência na lâmpada e para a implementação do compensador digital.

A potência ativa fornecida à lâmpada é o valor médio do produto da corrente instantânea pela tensão instantânea. Como o barramento cc apresenta uma pequena ondulação (“ripple”) pode-se considerar a tensão sobre a lâmpada praticamente constante durante o pulso. Através das considerações anteriores define-se a equação para o cálculo da potência ativa, conforme apresentado na Eq. (5.1).

$$P_{Ativa} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{V_{CC}}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt \quad (5.1)$$

O cálculo da potência ativa na lâmpada tornou-se o produto da tensão do barramento cc pela corrente média na lâmpada. Para se determinar a corrente média na lâmpada utilizou-se um circuito que opera como fonte de corrente, no qual a corrente de saída é proporcional à tensão de entrada. A Fig. 5.3 mostra o circuito integrador da corrente utilizado.

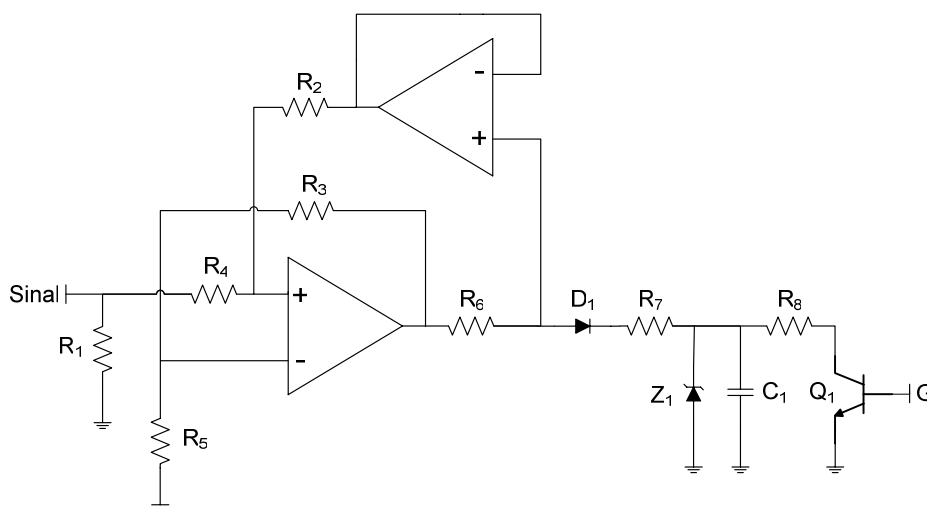


Fig. 5.3 – Circuito integrador da corrente.

Esse circuito opera da seguinte forma: No momento que o interruptor Q_1 é comandado a bloquear, o capacitor C_1 começa a ser carregado, sendo sua carga proporcional ao sinal de entrada do circuito integrador. Transcorrido um intervalo de tempo fixo, a tensão no capacitor C_1 , que representa a integral da corrente, é adquirida pelo conversor A/D do microcontrolador PIC e o interruptor Q_1 é comandado a conduzir.

Determinada a integral da corrente num certo intervalo, realiza-se a aquisição da tensão no barramento cc, e com essas informações é possível calcular a potência ativa na lâmpada utilizando a Eq. (5.1). Conhecida a potência ativa na lâmpada pode-se utilizar um controlador proporcional integral para controlar o valor de pico da corrente na lâmpada, conforme apresentado na Eq. (5.2).

$$I_{(i)} = I_{(i-1)} + K_p \cdot (P - P_{\text{nominal}}) \quad (5.2)$$

Levantar uma função de transferência da lâmpada que relacione corrente de pico com potência é muito complexo, pois os parâmetros da lâmpada dependem da condição de operação que ela está submetida.

A função de transferência da lâmpada também depende dos parâmetros externos ao seu próprio bulbo, impossibilitando o levantamento da mesma de forma precisa. Os parâmetros internos também sofrem expressiva alteração com a forma de alimentação da lâmpada. Ciente desses fatos optou-se por projetar um compensador extremamente lento, de forma a não gerar instabilidades na operação da lâmpada.

O incremento do valor da corrente de pico não é linear como apresentado na Eq. (5.2), pois existe um conversor D/A de oito bits para definir a corrente de pico. Entretanto, esses degraus na corrente são pequenos não representando uma instabilidade para o sistema. Outro detalhe no controle da corrente de pico é o atraso na resposta do circuito para retirar o pulso. Se a derivada da corrente for muito alta, o atraso na atuação do controle fará com que a corrente alcance valores bem mais elevados que o desejado. Todavia, essas elevadas derivadas de corrente só aparecem durante o transitório de partida da lâmpada, antes da vaporização do sódio. Na operação em regime permanente, as derivadas de corrente estão dentro de uma faixa que o controle responde satisfatoriamente.

O diagrama do circuito de controle com a malha de controle da corrente por valor de pico e a malha de controle da potência é apresentado na Fig. 5.4.

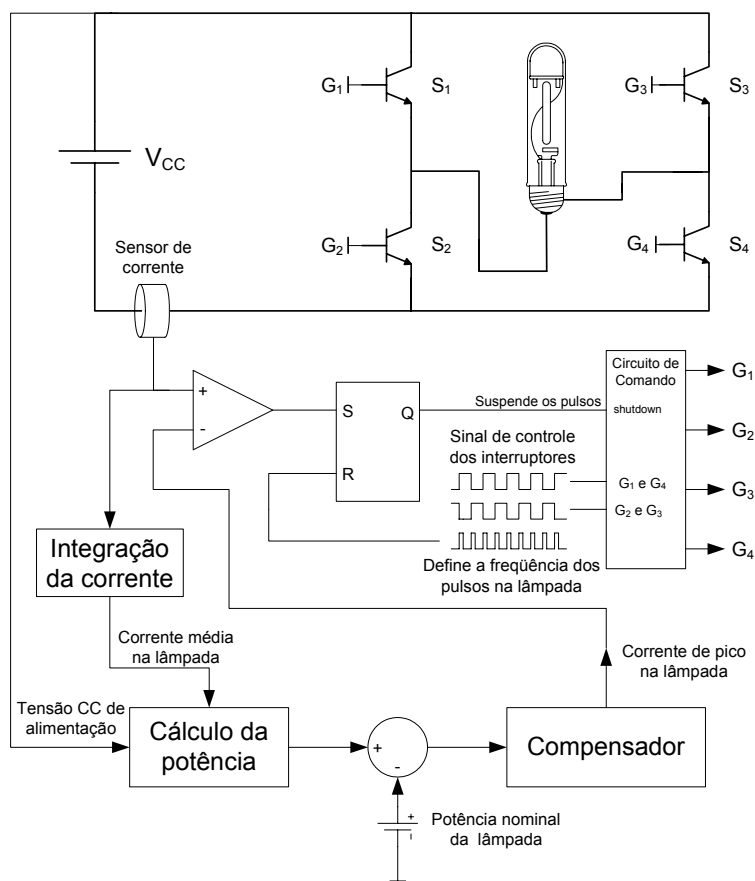


Fig. 5.4 – Diagrama do circuito de controle da potência na lâmpada.

Os componentes apresentados na Fig. 5.4, como o flip-flop, não foram utilizados na implementação prática, mas estão sendo utilizados aqui para facilitar a compreensão da lógica do controle utilizada. O cálculo da potência e o compensador foram implementados digitalmente utilizando um microcontrolador. O integrador de corrente é analógico e está descrito na Fig. 5.3. O circuito de comando utiliza o componente IR2110 e a lógica descrita pelo flip-flop é realizada pelo microcontrolador. O diagrama real e completo do circuito é apresentado no Anexo B.

5.3. Análise do transitório de partida da lâmpada HPS

Nesse trabalho foram utilizadas lâmpadas HPS com dois valores de potência nominal de 150W e 600W. A análise que será apresentada nesse item se aplica às lâmpadas HPS de 150W, pois as lâmpadas HPS de 600W possuem uma inércia térmica elevada desde o início de sua operação, possibilitando ao controle estabilizar a corrente na mesma

durante todo o transitório de vaporização do amálgama, sem a necessidade de algum artifício especial.

Para a lâmpada HPS de 150W tem-se o comportamento descrito na seqüência. Durante o transitório de partida da lâmpada o sódio e o mercúrio ainda estão na forma de amálgama sendo lentamente vaporizados e com a baixa concentração desses gases a inércia térmica da lâmpada diminui expressivamente. Para que a alimentação pulsada estabilize a corrente na lâmpada durante esse transitório, a largura dos pulsos de tensão deve ser extremamente pequena ou a tensão de pulso deve ser baixa para reduzir a derivada da corrente.

5.3.1. Estabilização da corrente na lâmpada durante o transitório de vaporização do amálgama, através da redução da razão cíclica.

A derivada da corrente na lâmpada nos instantes iniciais de operação é muito alta, devido às baixas concentrações dos vapores de sódio e do mercúrio. Uma forma de estabilizar a corrente durante esse transitório é operando com razões cíclicas muito pequenas, menores que 0,02. Essas pequenas razões cíclicas compensam as altas derivadas da corrente, mantendo a corrente na lâmpada dentro de níveis aceitáveis.

Durante esse transitório, não se utiliza o controle da corrente por valor de pico, pois o atraso na resposta desse controle é muito grande para as derivadas de corrente em questão. Dessa forma, não será adotada essa técnica de controle no protótipo desenvolvido nesse trabalho. A forma de onda apresentada na Fig. 5.5 foi obtida utilizando uma lâmpada HPS de 150W operando com razão cíclica fixa e muito pequena.

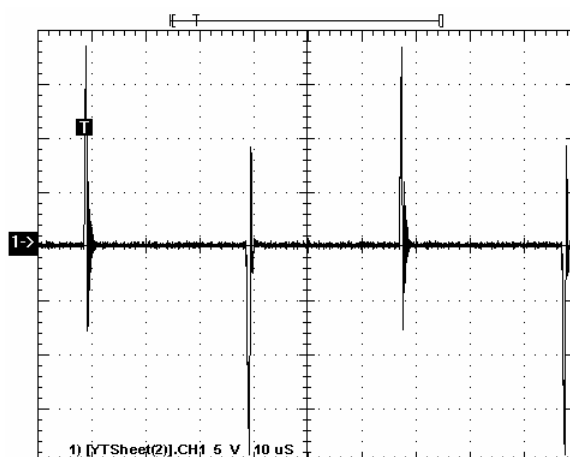


Fig. 5.5 - Forma de onda da corrente nos instantes iniciais de operação sem elemento limitador de corrente em série, para uma lâmpada HPS de 150W operando a 20kHz e 300V. (Escala de 5A/div).

5.3.2. Estabilização da corrente na lâmpada durante o transitório de vaporização do amálgama, através da variação do valor da tensão de pulso

Para minimizar os valores de pico da corrente durante o transitório de vaporização do sódio e do mercúrio, tem-se como uma das opções a redução da tensão de pulso, que por sua vez reduz a derivada de crescimento da corrente, permitindo que o controle por valores de pico da corrente atue de forma satisfatória.

O crescimento da tensão de pulso deve estar relacionado com o crescimento da potência na lâmpada, pois a medida que a potência aumenta, se não houver um aumento da tensão de pulso o sistema tende à instabilidade. De modo semelhante, se a tensão de pulso crescer muito rápido e o crescimento da potência não acompanhar, ocorrerá elevadas correntes na lâmpada.

Durante esse transitório utiliza-se o controle por valor de pico com um valor de corrente de pico constante. A medida que o amálgama vai sendo vaporizado a derivada da corrente diminui, provocando o aumento da razão cíclica dos pulsos que, por sua vez, provoca o aumento da potência fornecida para a lâmpada. Quando a potência alcança um determinado valor, aplica-se um degrau na tensão de pulso, que faz com que a derivada da corrente aumente e, por consequência, ocorre uma redução da razão cíclica e da potência. Dessa forma, é possível relacionar o valor de tensão de pulso com potência de forma a garantir a estabilidade da corrente na lâmpada.

O crescimento da tensão em função da potência também define a duração do transitório de vaporização do amálgama. Esse transitório será tanto menor quanto menor for a tensão de pulso em relação a potência. Entretanto, existe uma tensão mínima para cada potência na qual a lâmpada mantém estabilidade.

Analisando o limiar de estabilidade da lâmpada é possível traçar uma curva de crescimento da tensão na lâmpada em função da potência, de forma que a potência na lâmpada esteja sempre abaixo do valor de limiar de estabilidade, garantindo assim a não extinção do arco durante esse transitório. Entretanto, a curva de crescimento da tensão em função da potência não deve ficar muito distante do limiar de estabilidade da lâmpada, pois quanto mais perto estiver do limiar de estabilidade, mais rápido será esse transitório de crescimento da potência na lâmpada. A Fig. 5.6 mostra a curva de referência da potência para crescimento da tensão.

Esse controle monitora a potência, de forma que, quando ela ultrapassa o valor definido pela curva apresentada na Fig. 5.6, ocorre um incremento da tensão de pulso. O incremento da tensão de pulso faz com que a derivada da corrente aumente, acarretando uma redução da razão cíclica e uma pequena redução da potência. Transcorrido um curto intervalo de tempo a potência volta a crescer na lâmpada.

Quando a lâmpada alcançar sua potência nominal a tensão cresce de forma que ela permaneça nessa potência, até alcançar a tensão desejada para sua operação. Quando a tensão de pulso chega ao valor de operação desejado, a potência na lâmpada passa a ser controlada pelo valor de pico da corrente.

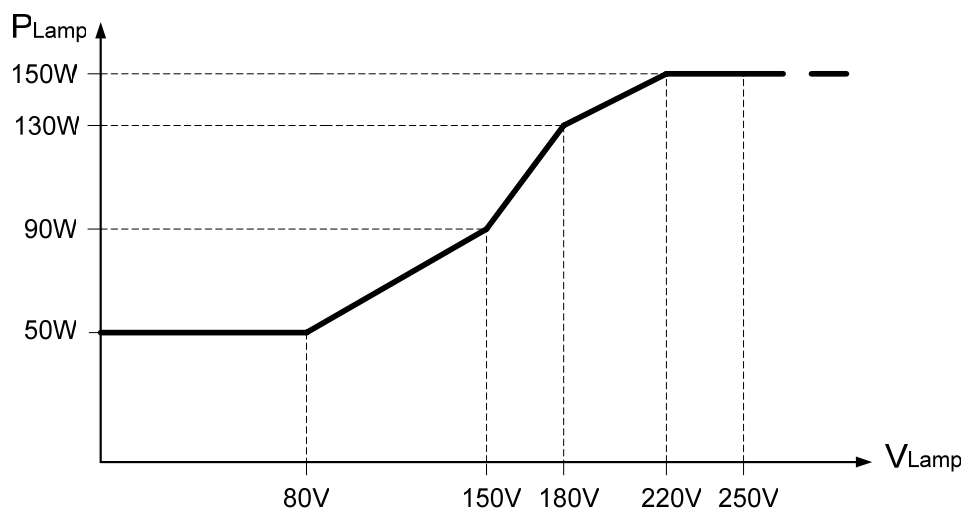


Fig. 5.6 – Relação entre potência e tensão na lâmpada durante o transitório de vaporização.

5.3.3. Conversor Buck-Boost para controle da tensão de pulso e correção do fator de potência

Como foi mostrado anteriormente, é necessário operar com tensões de pulso baixas durante o transitório de vaporização do amálgama. Dessa forma, torna-se necessária a utilização de um conversor abaixador de tensão como estágio de entrada do reator eletrônico.

Para que esse conversor satisfaça as normas de qualidade de energia apresentando um alto fator de potência e uma baixa distorção harmônica, é necessário que o conversor abaixador de tensão também realize a correção do fator de potência. Portanto, optou-se pelo conversor Buck-Boost que permite abaixar a tensão de entrada e simultaneamente realizar a correção do fator de potência.

Para evitar a inversão da tensão de saída optou-se pela utilização do conversor Buck-boost com dois interruptores. A Fig. 5.7 apresenta o conversor Buck-Boost utilizado.

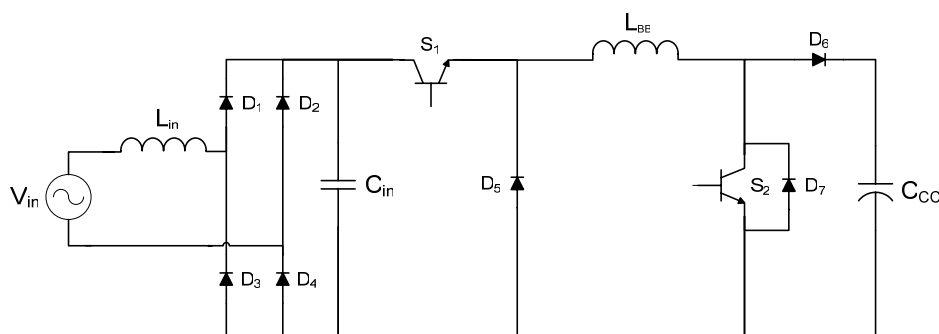


Fig. 5.7 – Conversor Buck-Boost com dois interruptores.

Utilizando esse conversor é possível variar a tensão do barramento CC e, por consequência, a tensão de pulso, de forma a satisfazer a curva apresentada na Fig. 5.6.

A correção do fator de potência é realizada utilizando o CI 3854 que tem a sua malha de realimentação da tensão modificada, de forma a permitir a variação da tensão de saída do conversor em função do sinal de controle fornecido pelo microcontrolador.

A Fig. 5.8 apresenta a lógica de controle utilizada nesse conversor Buck-Boost com o CI 3854. O conversor foi projetado para operar na frequência de 50 kHz e processar uma potência de 150W. O diagrama esquemático completo desse conversor é apresentado no apêndice B3.

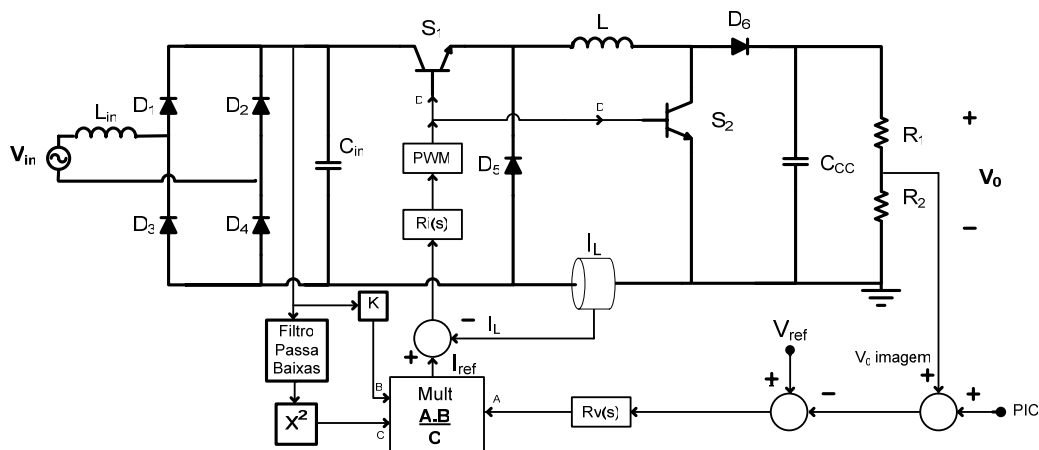


Fig. 5.8 – Representação da lógica de controle utilizada no conversor Buck-Boost.

A Fig. 5.9 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na entrada do conversor Buck-Boost, alimentado com tensão eficaz de 120 V e drenando uma potência de 150 W da rede.

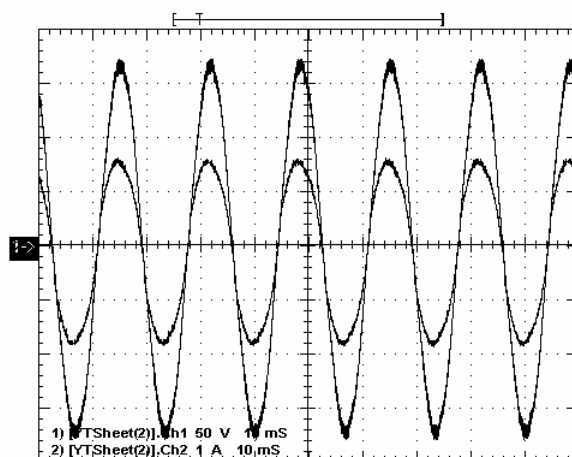


Fig. 5.9 – Forma de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor Buck-boost.

A Fig. 5.10 mostra a forma de onda da tensão de saída do conversor Buck-Boost quando operando em regime permanente.

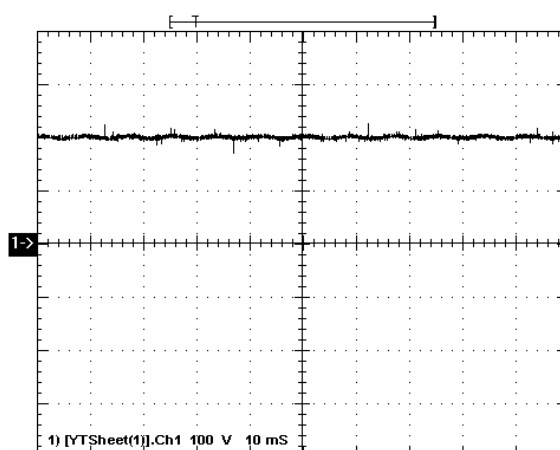


Fig. 5.10 – Forma de onda da tensão de saída do conversor Buck-Boost.

5.4. Programa implementado no microcontrolador

O programa implementado no microcontrolador pode ser dividido em três blocos principais, sendo eles: Ignição da lâmpada, elevação da tensão durante o transitório de vaporização do amálgama e controle da potência. A Fig. 5.11 mostra o diagrama de blocos principal do programa implementado.

Paralelamente ao programa principal, tem-se a necessidade de comandar os interruptores em alta frequência, para gerar os pulsos na lâmpada. Dessa forma, realiza-se interrupção no programa principal com frequência variável, para gerar os sinais de comando dos interruptores. O intervalo entre as interrupções varia de forma randômica

para provocar uma grande distribuição do espectro de potência fornecida à lâmpada, com o intuito de evitar o aparecimento da ressonância acústica.

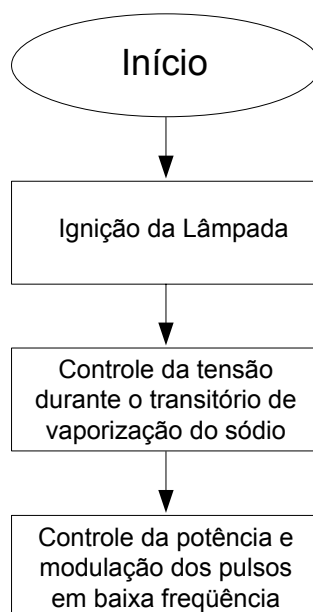


Fig. 5.11 – Fluxograma principal do programa implementado no microcontrolador.

A Fig. 5.12 apresenta o fluxograma durante a interrupção do programa principal. A rotina desenvolvida durante essa interrupção demanda significativo tempo de processamento. Contudo, o programa principal não necessita de uma precisão de tempo muito grande, de forma que as interrupções não geram perturbações significativas para o controle.

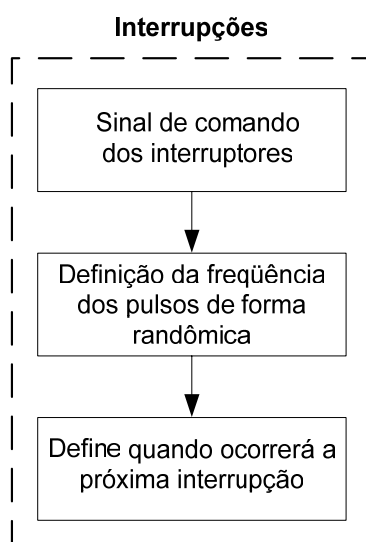


Fig. 5.12 - Fluxograma da rotina realizada durante a interrupção.

a) Circuito de ignição

Essa etapa tem como finalidade preparar o conversor para entrar em operação e gerar o pulso de tensão necessário para a partida da lâmpada. A Fig. 5.13 apresenta o fluxograma da rotina de ignição da lâmpada.

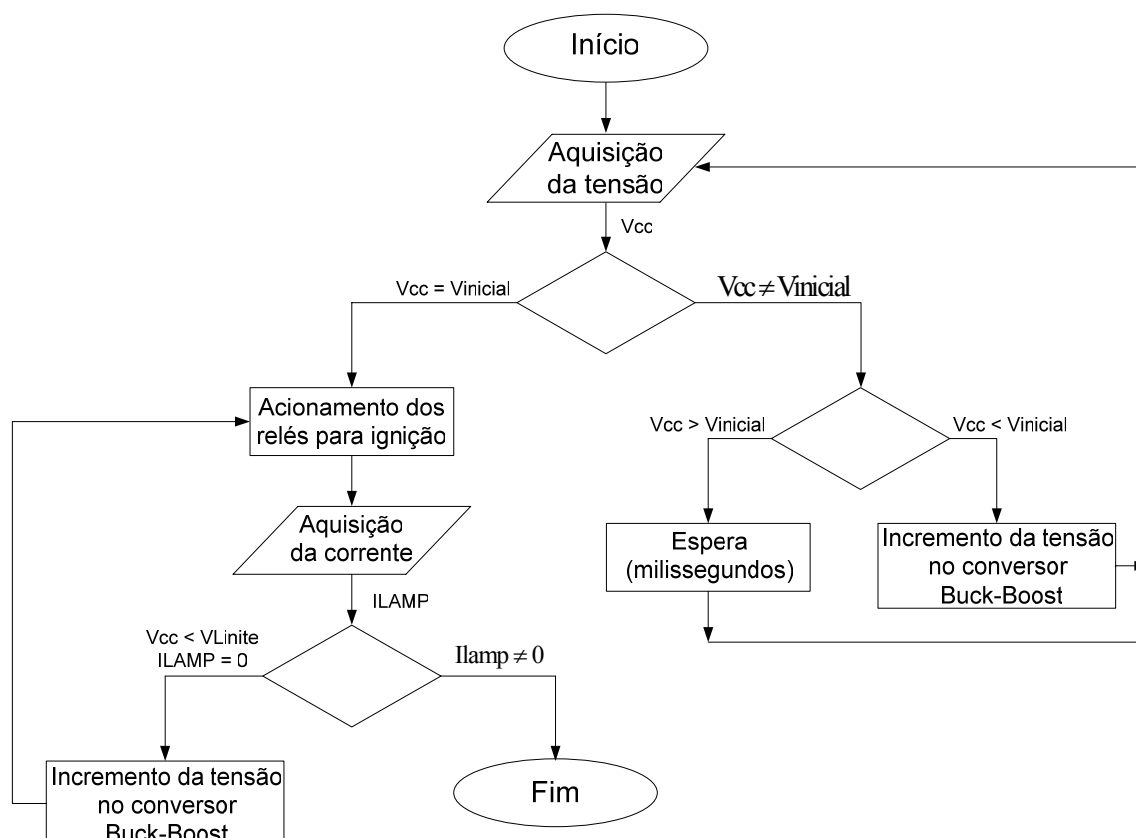


Fig. 5.13 - Fluxograma do programa de ignição da lâmpada.

Esse programa inicialmente verifica a tensão no barramento CC. Se estiver menor que a desejada, aumenta-se a tensão de referência do conversor Buck-Boost. Caso esteja maior que a desejada, aguarda a redução dessa tensão. Uma tensão de pulso muito alta nos instantes iniciais de operação da lâmpada pode provocar elevadas derivadas de corrente na lâmpada e instabilidade do controle.

Quando os gases no interior da lâmpada estiverem parcialmente vaporizados a tensão de alimentação, após a ignição, deve ser maior. Dessa forma, quando a lâmpada não parte nas primeiras tentativas, incrementa-se a tensão de alimentação da lâmpada dentro de uma faixa aceitável.

b) Elevação da tensão durante o transitório de vaporização do amálgama

A Fig. 5.14 apresenta o fluxograma do programa de controle da tensão de alimentação da lâmpada durante o transitório de vaporização do amálgama. Esse bloco do programa foi implementado com base nas informações apresentadas no item 5.2.

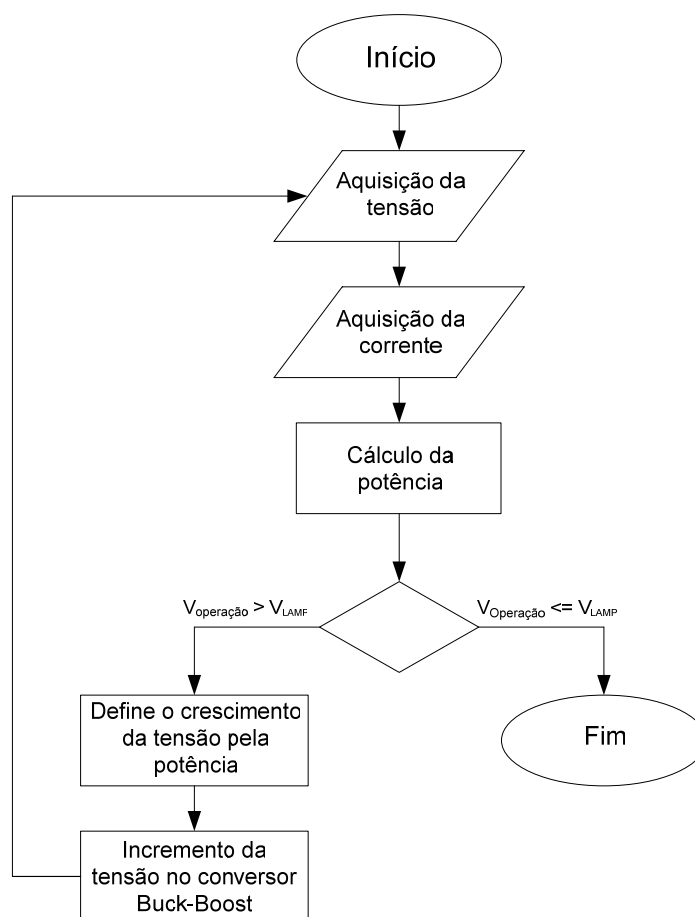


Fig. 5.14 – Fluxograma do programa de crescimento da tensão durante o processo de vaporização do amálgama.

Essa rotina realiza a aquisição da tensão e da corrente média na lâmpada. Com esses dados calcula-se a potência utilizando a Eq. (5.1). De posse da potência, define-se o crescimento da tensão conforme a curva apresentada na Fig. 5.6.

Quando a tensão de alimentação da lâmpada atinge o valor de operação desejado, esse bloco de operação termina.

É importante salientar que durante esse intervalo de operação o valor de controle da corrente por valores de pico permaneceu constante.

c) Controle da potência e modulação dos pulsos em baixa frequência

Esse bloco de controle tem início quando a tensão de alimentação atinge o valor de operação desejado. Nesse instante, a potência passa a ser controlada pelo valor de pico da corrente.

Para inserir a modulação da potência em baixa frequência basta definir dois valores de controle das correntes bem distintos, de tal forma que um deles venha a emular a corrente de fervura e o outro a corrente de pico.

A Fig. 5.15 apresenta o fluxograma do programa de controle da potência fornecida para a lâmpada através dos valores de pico da corrente.

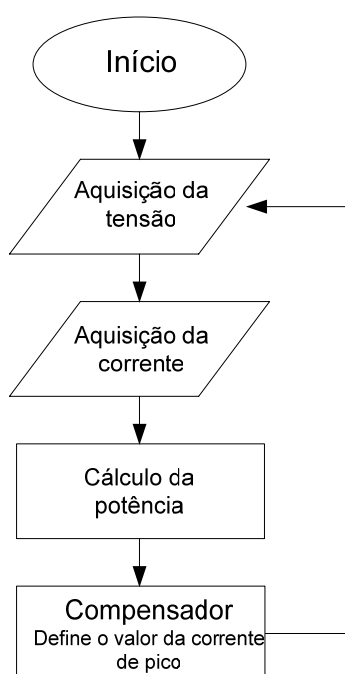


Fig. 5.15 – Fluxograma do programa de controle da potência por valores de pico da corrente.

5.5. Conclusão

As alterações no perfil radial de temperatura em função dos meios que envolvem a lâmpada, bem como as alterações devido ao seu envelhecimento, não causaram mais instabilidades na operação da mesma, quando inserida a malha de controle da potência.

O sistema de cálculo e de controle da potência apresentou bom resultados, estabilizando a potência em torno do seu valor nominal, com variações de 1%. As variações da potência em função das alterações do perfil radial de temperatura são

extremamente lentas o que permitiu utilizar microcontroladores lentos com algoritmos complexos e com uma grande quantidade de amostragens.

O controle da tensão de alimentação durante o transitório de vaporização do amálgama permitiu que o controle da corrente estabilizasse a corrente na lâmpada de forma satisfatória.

Os resultados experimentais são semelhantes aos apresentados no capítulo anterior, mas agora o controle mantém a potência nominal na lâmpada.

Capítulo 6

Alimentação pulsada das lâmpadas HPS em malha aberta utilizando o conversor meia ponte

6.1. Introdução

A alimentação da lâmpada HPS de forma pulsada utilizando o conversor em ponte completa mostrou-se uma eficiente forma de estabilização da corrente, permitindo modular a potência na lâmpada com a finalidade de melhorar as características calorimétricas da luz emitida. Entretanto, esse conversor necessita de duas malhas de controle, uma para a corrente e outra para a potência, o que torna esse circuito de controle bastante complexo.

Para que essa técnica de alimentação torne-se mais competitiva comercialmente e mais robusta, analisou-se a viabilidade do emprego de diversas topologias. Essa pesquisa resultou no conversor meia ponte com capacitores de alimentação que se descarregam a cada ciclo de comutação, permitindo assim a estabilização da corrente na lâmpada em malha aberta.

A retirada do elemento magnético representa uma redução expressiva no volume, permitindo assim, a construção desses reatores de forma compacta.

A modulação da potência em baixa frequência também pode ser implementada nesse conversor permitindo a melhoria do índice de reprodução de cor e da temperatura correlata de cor da luz emitida pela lâmpada HPS.

A elevação da potência desse conversor não implica num aumento significativo do seu volume, tornando essa topologia mais atrativa para potências elevadas. Nesse capítulo serão implementados protótipos para lâmpada HPS de 150W.

6.2. Conversor Meia ponte

O conversor proposto nesse capítulo permite a alimentação pulsada das lâmpadas HPS em alta frequência, sem a necessidade da malha de controle da corrente. A limitação da corrente na lâmpada é feita pela carga e descarga do capacitor C_1 .

O conversor meia ponte é descrito na Fig. 6.1, operando da seguinte forma: Considerando o capacitor C_1 carregado com o mesmo valor de tensão da fonte V_{CC} , comanda-se o interruptor S_2 , de forma que o capacitor C_1 se descarrega através do circuito formado pelo interruptor S_2 e pela lâmpada.

Terminado o processo de descarga do capacitor C_1 , não circula corrente na lâmpada até que o interruptor S_2 seja comandado a bloquear e o interruptor S_1 comandado a conduzir. Essa característica do conversor permite alimentar a lâmpada de forma pulsada com baixa razão cíclica, pois a razão cíclica depende do tempo de carga e descarga dos capacitores.

No momento que o interruptor S_1 é comandado a conduzir, o capacitor C_1 passa a ser carregado por uma corrente que vem da fonte V_{CC} e circula pela lâmpada. Quando a tensão no capacitor C_1 alcança a tensão da fonte V_{CC} , para de circular corrente pela lâmpada. Esse modo de operação garante que a corrente média na lâmpada seja igual a zero evitando assim o efeito da cataforese.

Nesse modo de operação os interruptores bloqueiam de forma ZCS (zero current switching) e o valor de pico da corrente é minimizado pela rápida descarga do capacitor.

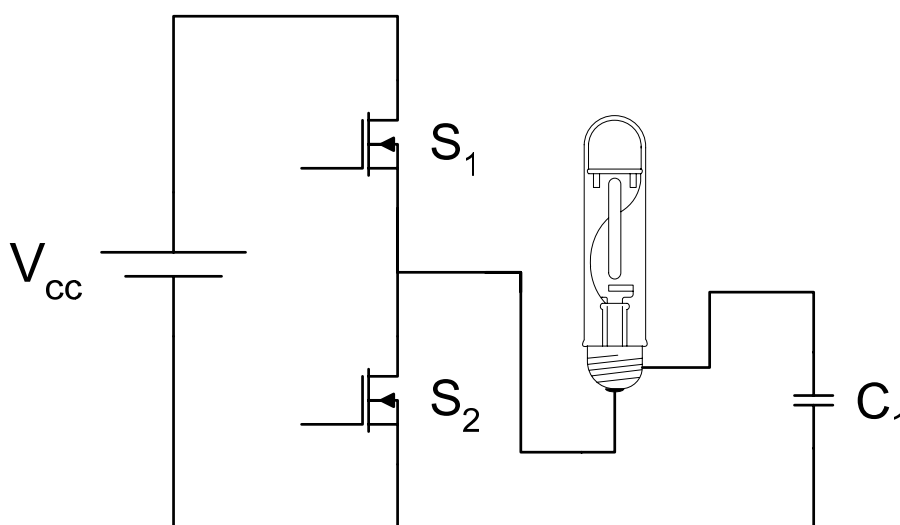


Fig. 6.1 – Conversor Meia ponte.

A Fig. 6.2 mostra a forma de onda teórica da tensão e da corrente na lâmpada durante a carga e descarga do capacitor C_1 .

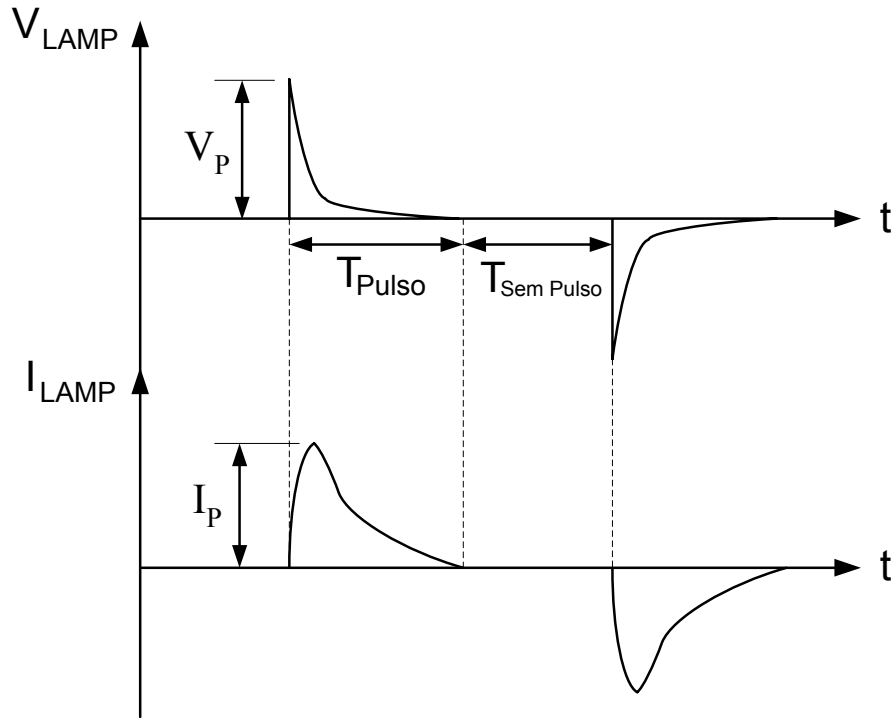


Fig. 6.2 – Forma de onda teórica da tensão e da corrente na lâmpada.

O conversor em meia ponte utiliza um capacitor que se descarrega a cada ciclo de comutação e permite o controle da potência na lâmpada pela frequência de comutação dos interruptores. Essa potência também é função da capacitância e da tensão no barramento cc. A Eq.(6.1) relaciona essas características com a potência quando o capacitor C_1 do conversor em meia ponte se descarrega totalmente num ciclo de comutação.

$$P = C_1 \cdot f \cdot V_p^2 \quad (6.1)$$

6.2.1. Características operacionais do conversor proposto

Esse conversor mantém a potência constante na lâmpada durante sua operação, quando mantidas constantes a tensão de pulso e a frequência. A Fig. 6.3 mostra o comportamento da potência com a variação da frequência, mantida constante a tensão de alimentação. A potência na lâmpada cresce de forma linear, sendo o coeficiente angular dessa reta, tanto maior quanto maior for a capacitância C_1 .

Variando a frequência na faixa de 20 kHz a 100 kHz é possível variar a potência na lâmpada em até 400%, essa característica mostra que é possível modular a potência fornecida à lâmpada através da variação da frequência.

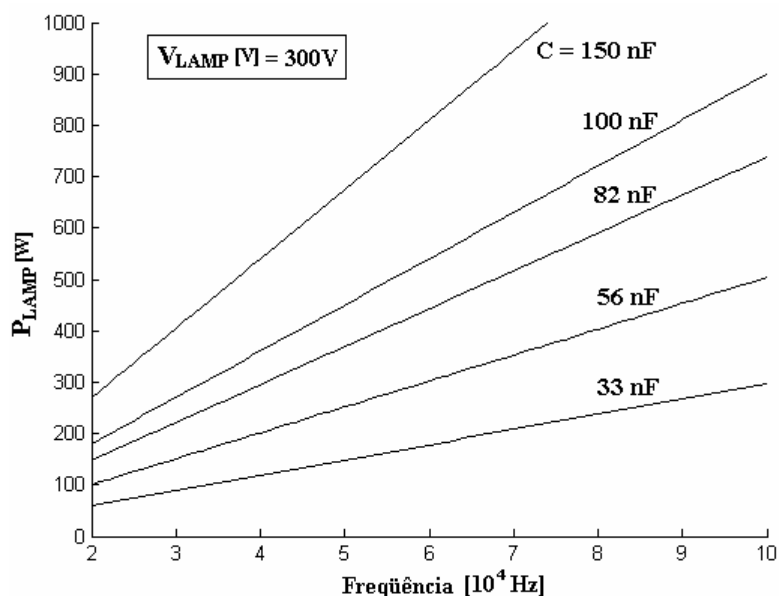


Fig. 6.3 – Potência fornecida à lâmpada com a variação da frequência para diferentes valores de capacitância.

A potência fornecida à lâmpada pelo conversor é bem sensível às variações de tensão, conforme pode ser visto na Fig. 6.4, a qual mostra a variação da potência em função da variação da tensão na lâmpada.

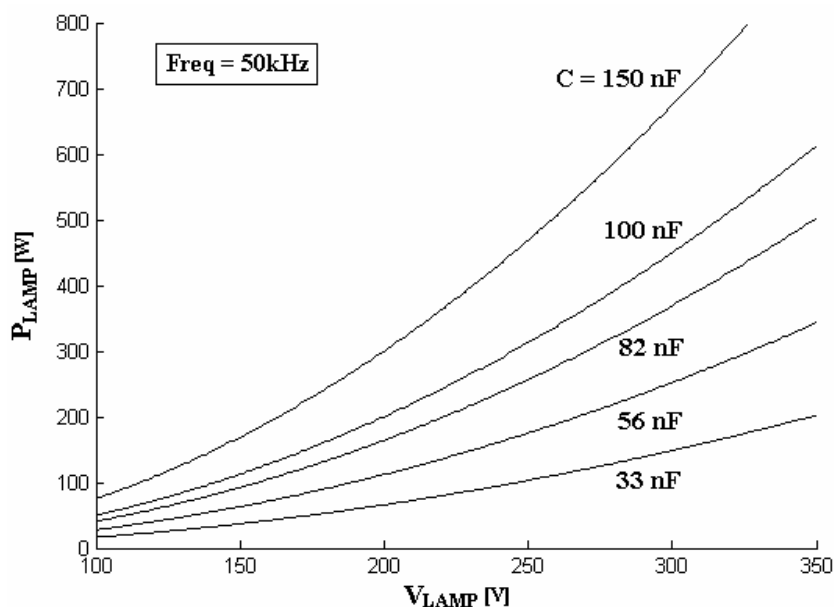


Fig. 6.4 – Potência fornecida a lâmpada em função da variação da tensão na lâmpada para diferentes valores de capacitância.

As características operacionais desse conversor mostram que o mesmo pode ser utilizado para alimentar outros tipos de lâmpadas de descargas, como as de multivapor metálico.

6.2.2. Circuito de ignição

É possível utilizar o circuito de ignição apresentado no item 4.3.1 para a topologia meia ponte. A Fig. 6.5 mostra o circuito de ignição adaptado para a topologia Meia Ponte.

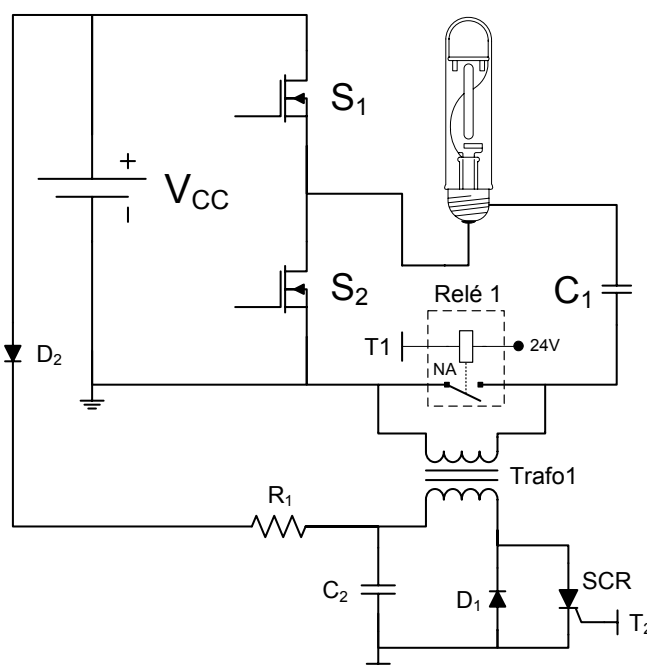


Fig. 6.5 – Circuito de ignição.

A configuração meia ponte permite a otimização do circuito de ignição com a retirada do relé, em virtude do aproveitamento da capacitância em série com a lâmpada no dispositivo de ignição.

A Fig. 6.6 apresenta o circuito de ignição sem o relé (anexo D). Esse dispositivo opera como apresentado na sequência.

Inicialmente o capacitor C_2 se carrega com a tensão de V_{CC} através do resistor R_1 . Um sinal de comando é enviado pelo microcontrolador para condução do SCR, que aplica a tensão do capacitor C_2 no primário do transformador. O transformador possui uma elevada relação de transformação que provoca uma elevada tensão no secundário do mesmo.

A elevada tensão no secundário do transformador provoca a carga do capacitor C_1 , que alcançará tensões da ordem de milhares de volts. A lâmpada fica submetida a essa elevada tensão presente no capacitor C_1 provocando a ionização do gás no interior da lâmpada e dando início à descarga elétrica.

Após a ignição da lâmpada, a elevada energia presente no capacitor C_1 é transferida para a lâmpada, e o capacitor C_1 passa a se carregar e descarregar com a tensão V_{CC} .

Existem diferentes metodologias que podem ser adotadas para o projeto do circuito de ignição buscando otimizar diferentes características do seu circuito.

a) Carga do capacitor com um único pulso

Essa técnica consiste em transferir toda energia necessária para carregar o capacitor C_1 em um único pulso. Desse modo, o capacitor C_2 deve apresentar uma elevada capacitância e o transformador e o SCR devem ser projetado para suportar essa energia num curto intervalo de tempo.

De contra partida não será necessário que o diodo D_1 suporte elevadas tensões.

b) Carga do capacitor utilizando vários pulsos

Nesse modo de operação o capacitor C_1 se carrega através de vários pulsos de tensão. A energia do capacitor C_2 é transferida para o capacitor C_1 provocando uma elevação na tensão do capacitor C_1 a cada descarga do capacitor C_2 . Quando o capacitor C_1 alcança tensão suficientemente elevada para romper a rigidez dielétrica dentro do tubo de descarga inicia-se a descarga elétrica.

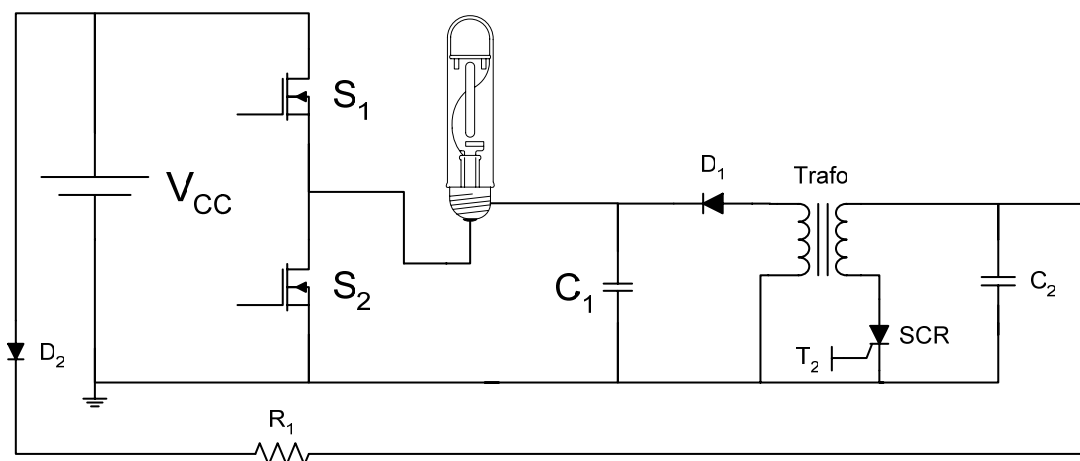


Fig. 6.6 – Circuito de ignição sem relé.

A Fig. 6.7 mostra a forma de onda da tensão no capacitor C_1 durante o transitório de ignição da lâmpada. A cada 18 ms a energia do capacitor C_2 é transferida para o capacitor C_1 .

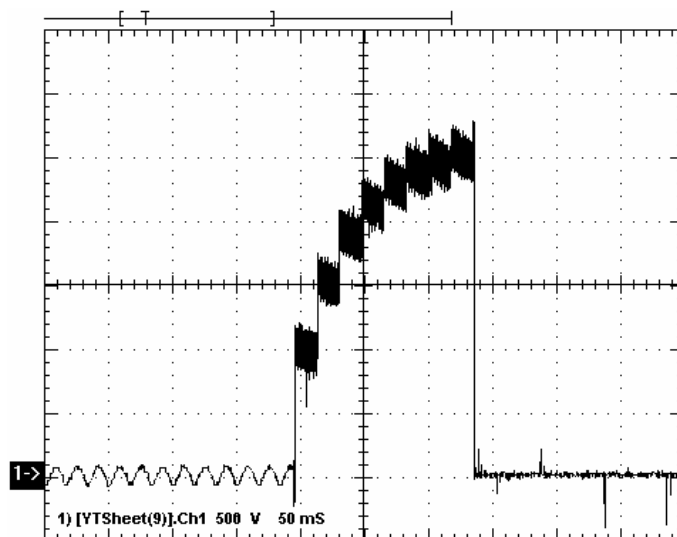


Fig. 6.7 – Forma de onda da tensão sobre a lâmpada durante o transitório de ignição, utilizando a técnica de ignição com múltiplos pulsos para carga do capacitor C_1 .

6.2.3. Transitório de partida da lâmpada

Durante o transitório de vaporização do amálgama a corrente alcança valores de pico elevados, que não são maiores devido a rápida descarga do capacitor, que minimiza a derivada de crescimento da corrente. Dessa forma, a redução da capacitância C_1 implica numa redução da corrente de pico, sendo necessário uma maior frequência de operação do conversor para alimentar a lâmpada com potência nominal.

A largura do pulso (T_{Pulso}) e a amplitude da corrente (I_p) dependem da temperatura do plasma e, por consequência, da sua condutividade. Quanto menor for a resistência equivalente da lâmpada, menor será a largura do pulso e maior será a sua amplitude. A Eq. (6.2) permite calcular a largura do pulso em função da resistência equivalente da lâmpada e do valor da capacitância C_1 .

$$T_{Pulso} = 5 \cdot R_{Equivalente} \cdot C_1 \quad (6.2)$$

A largura do pulso será tanto maior quanto maior for a resistência equivalente da lâmpada (Eq. (6.2)). O aumento da tensão de pulso não interfere de forma expressiva no tempo de descarga, mas provoca o aumento do valor de pico da corrente.

6.2.4. Alimentação pulsada em alta frequência modulada em baixa frequência

Analisando a Eq. (6.1) verifica-se que é possível fazer uma modulação da potência fornecida à lâmpada variando a frequência de comutação do conversor. Definidas a capacitância C_1 e a tensão de operação, é possível emular a corrente de fervura realizando a comutação em baixa frequência, e emular o pulso de corrente operando em alta frequência.

A Fig. 6.8 apresenta as formas de onda teóricas da tensão, da corrente e da temperatura no centro do tubo de descarga, sendo a potência transferida para a lâmpada modulada pela frequência. O período dos pulsos não deve ser menor que o tempo de descarga do capacitor, caso contrário o capacitor não se descarrega totalmente reduzindo a potência fornecida à lâmpada, que pode levar à extinção do arco.

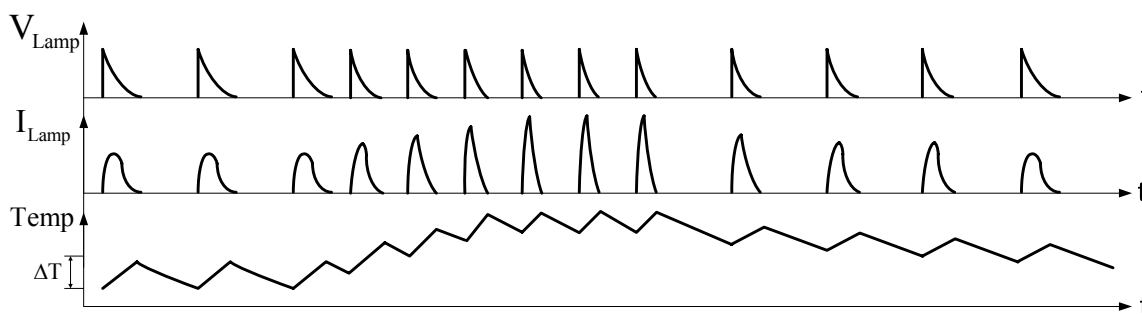


Fig. 6.8 – Formas de onda teóricas da tensão, da corrente e da temperatura no centro do tubo de descarga, realizando a modulação da potência fornecida à lâmpada através da frequência.

O aumento da frequência provoca o aumento da potência média transferida para a lâmpada que, por sua vez, provoca a redução da resistência equivalente da lâmpada aumentando o valor da corrente de pico.

6.3. Implementação do conversor de 150 W

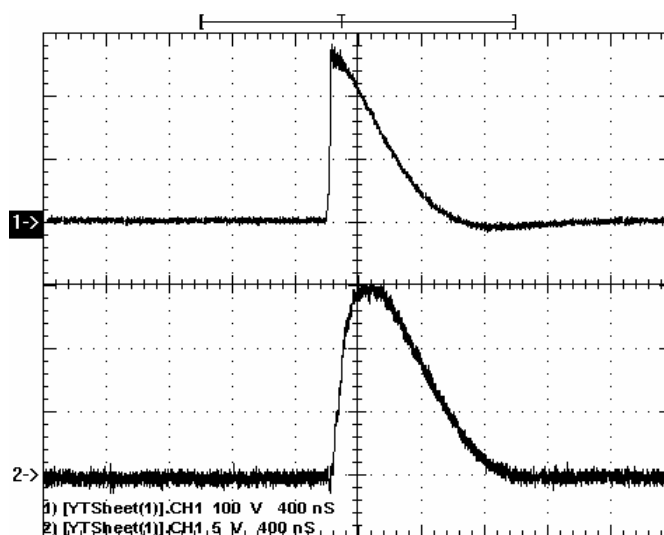
Foi implementado um protótipo para alimentar uma lâmpada de descarga de 150 W. Entretanto, pequenas modificações permitem que esse protótipo alimente lâmpadas com potência bem mais elevada. O diagrama esquemático completo do conversor proposto é apresentado no anexo C.

Após a ignição da lâmpada, o conversor passa a operar em baixa frequência, para fornecer uma baixa potência para a lâmpada durante os instantes iniciais de operação. De forma temporizada, eleva-se a frequência dos pulsos e por consequência a potência

fornecida à lâmpada. O aumento da frequência de forma temporizada foi definido tendo como objetivo acompanhar a vaporização do amálgama, buscando minimizar os valores de pico da corrente durante esse transitório.

A Fig. 6.9 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada para um pulso nos instantes iniciais de operação da mesma, antes da vaporização do amálgama formado pelo sódio e o mercúrio. Nesses instantes iniciais, somente o xenônio se encontra na forma de vapor e em baixa densidade. Por consequência, a resistência equivalente da lâmpada varia rapidamente devido a baixa inércia térmica. Contudo, a tensão no capacitor decai rapidamente evitando valores de corrente muito elevados na lâmpada.

Nos instantes iniciais a corrente chega a 15 A conforme pode ser visto na Fig. 6.9, e a largura do pulso é de aproximadamente 1 μ s. Nota-se que a corrente no início do pulso apresenta um valor baixo devido a alta resistência equivalente da lâmpada, em virtude da rápida variação de temperatura do plasma que esfria rapidamente durante esse transitório. Mas a resistência equivalente da lâmpada decai rapidamente também permitindo que a corrente alcance valores elevados. A medida que o sódio e o mercúrio vão sendo vaporizados a inércia térmica do plasma aumenta, provocando menores variações da resistência equivalente da lâmpada e, por consequência, minimizando os valores de pico da corrente.



(CH1 – 100 V/div CH2 – 5 A/div 400 ns/div)

Fig. 6.9 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada logo após a ignição da lâmpada, utilizando uma capacitância de 30 nF.

A Fig. 6.10 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada quando operando com potência nominal, utilizando o capacitor C_1 de 30 nF. Essa forma de onda

foi obtida após o transitório de vaporização do amálgama. Nessa condição de operação o tempo de descarga da lâmpada é de 4 μ s e o valor de pico da corrente é de 7 A.

A frequência dos pulsos não é fixa, mas oscila numa faixa de 10 kHz, com o objetivo de minimizar o efeito da ressonância acústica (veja item 3.7). O valor central no qual oscila a frequência é de 55 kHz. Nessa condição de operação, o reator eletrônico apresenta um rendimento de 93,4% utilizando o interruptor IRF740 (utilizando o IGBT IRGPC50UD2 o rendimento ficou próximo dos 95%), alimentado com V_{cc} igual a 311 V.

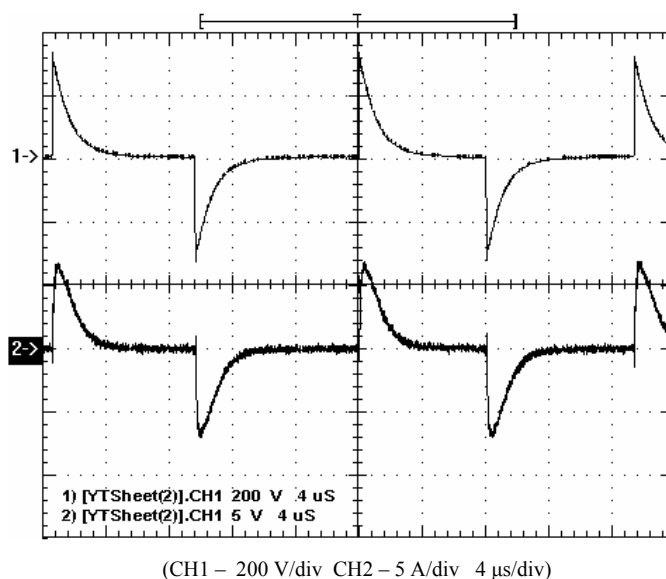


Fig. 6.10 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada HPS de 150 W operando com potência nominal e com o capacitor C_1 de 30 nF.

6.3.1. Modulação da potência através da frequência dos pulsos

Para que a temperatura na lâmpada varie de forma expressiva é necessária a modulação em baixa frequência da potência fornecida à lâmpada. Para tanto, altera-se a frequência dos pulsos de forma significativa.

A Fig. 6.11 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada com modulação próxima dos 250 Hz. Utilizou-se uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C_1 de 56 nF.

A Fig. 6.12 mostra o comportamento da corrente na lâmpada na transição entre as duas frequências de operação. No início dessa transição a lâmpada apresenta uma elevada resistência equivalente, em virtude da “baixa” temperatura do plasma, que provoca um elevado tempo de descarga do capacitor.

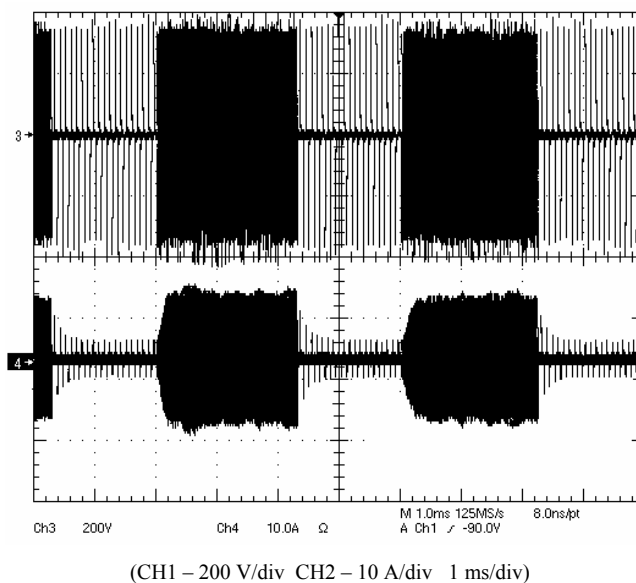


Fig. 6.11 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada com modulação em baixa frequência, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C_1 de 56 nF.

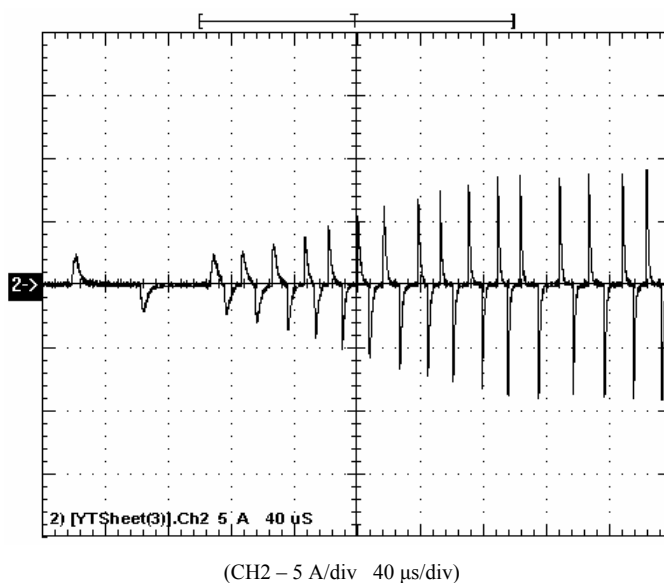


Fig. 6.12 – Forma de onda da corrente na transição da baixa para a alta frequência, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C_1 de 56 nF.

A Fig. 6.13 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada durante o intervalo que o conversor opera em alta frequência. A Fig. 6.14 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada durante o intervalo que o conversor opera em baixa frequência.

As Fig. 6.13 e Fig. 6.14 mostram a grande variação na resistência da lâmpada e, por consequência, da temperatura do plasma.

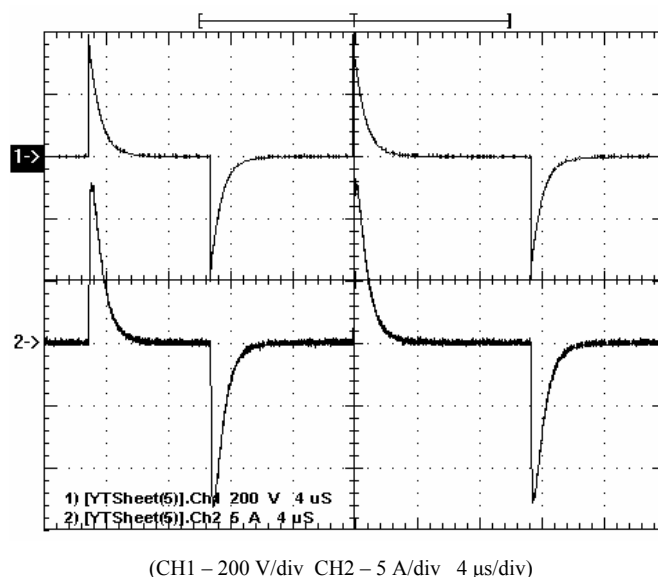


Fig. 6.13 – Forma de onda da tensão e corrente na lâmpada no intervalo de pulso, utilizando uma lâmpada HPS de 150W e o capacitor C_1 de 56 nF.

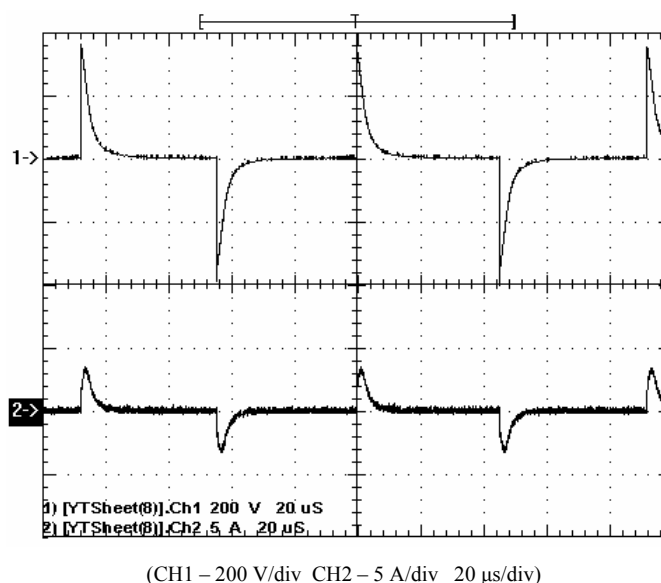


Fig. 6.14 – Forma de onda da tensão e corrente no intervalo de fervura, utilizando uma lâmpada HPS de 150W e o capacitor C_1 de 56 nF.

A Fig. 6.10 e a Fig. 6.13 mostram as formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada operando em faixas de frequência próximas. Entretanto, o valor da capacitância C_1 que estava sendo utilizada quando foram obtidas essas formas de onda era bem diferente, sendo de 30 nF e 56 nF. Essas formas de ondas mostram que o aumento da capacitância provoca um aumento da corrente de pico, em virtude da lâmpada estar operando com uma maior temperatura do plasma, devido ao aumento da potência fornecida à lâmpada.

A Fig. 6.15 mostra as formas de onda da tensão e da corrente numa lâmpada HPS de 150 W quando alimentada em alta frequência modulada em baixa frequência, próximo dos 400 Hz. A razão cíclica dos pulsos em baixa frequência ficou próxima de 0,3 para uma capacitância C_1 de 100 nF.

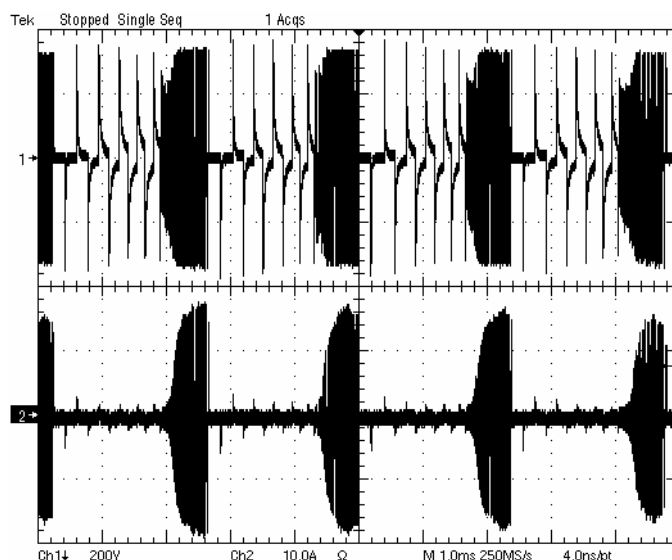


Fig. 6.15 - Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada modulada em 400 Hz, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C_1 de 100 nF.

A Fig. 6.16 mostra a transição da operação em baixa frequência para a operação em alta frequência. O aumento da frequência dos pulsos provoca o aumento da potência transferida à lâmpada provocando, por sua vez, o aumento da corrente de pico em virtude do aquecimento do plasma.

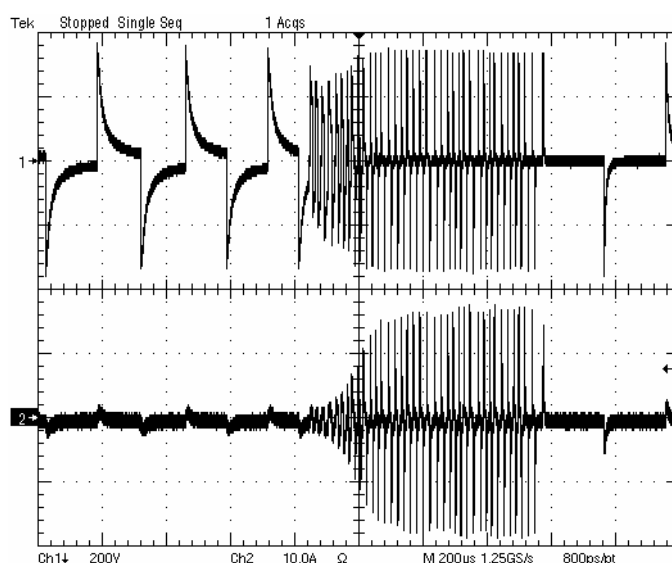


Fig. 6.16 - Forma de onda da corrente na transição da baixa para a alta frequência, utilizando uma lâmpada HPS de 150 W e o capacitor C_1 de 100 nF.

A Fig. 6.17 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada quando operando em alta frequência emulando a corrente de pico dos pulsos em baixa frequência.

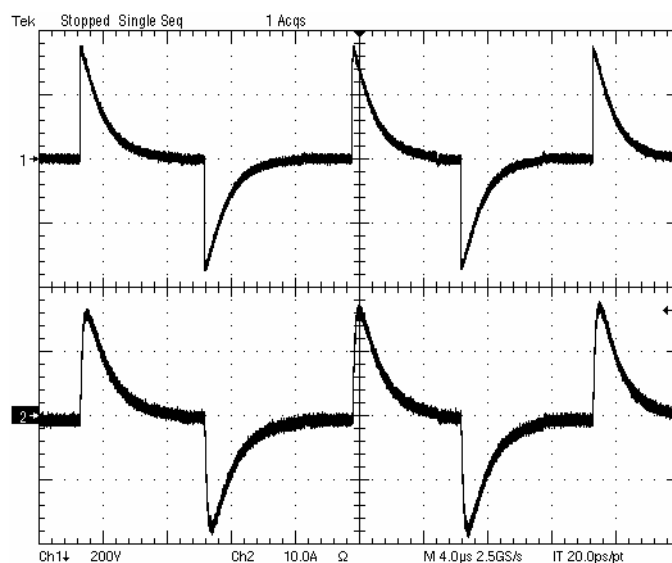


Fig. 6.17 – Tensão e corrente na lâmpada durante o intervalo de operação que emula a corrente de pico, com frequência de operação média de 60 kHz.

Durante o intervalo que emula a corrente de “fervura” optou-se por uma frequência muito baixa, com o intuito de concentrar a energia transferida para a lâmpada no intervalo que emula a corrente de “pico”.

A Fig. 6.18 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada quando operando na frequência de poucos kilohertz. Entretanto, essa frequência é bem mais baixa que a frequência utilizada para emular a corrente de “pico”.

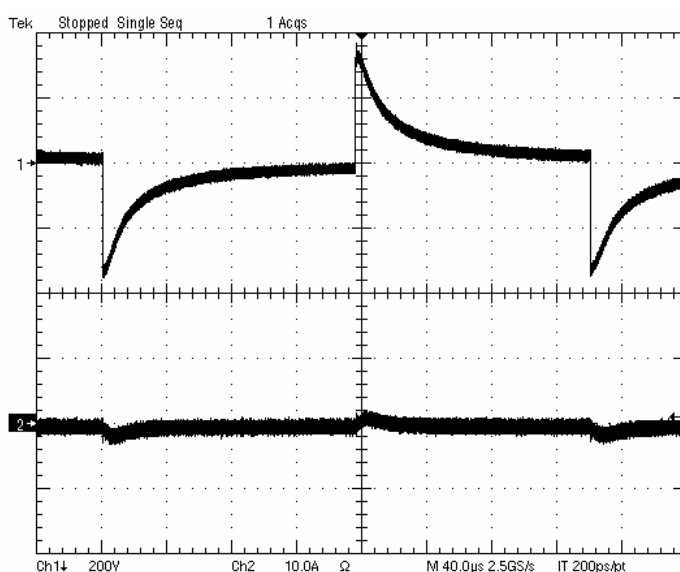


Fig. 6.18 – Tensão e corrente na lâmpada durante o intervalo de operação que emula a corrente de fervura, com frequência de operação média de 3 kHz.

Durante esse intervalo de operação, baixas potências são transferidas para a lâmpada provocando o esfriamento do plasma que, por sua vez, provoca essas baixas correntes. A frequência dos pulsos durante o intervalo de “fervura” cresce gradativamente para evitar o esfriamento excessivo do plasma.

A Fig. 6.19 mostra a forma de onda da tensão e da corrente numa lâmpada HPS de 150 W. O conversor está operando com uma frequência modulada próximo dos 600 Hz, a razão cíclica desse conversor ficou próxima de 0,3 para a capacitância C_1 de 100 nF.

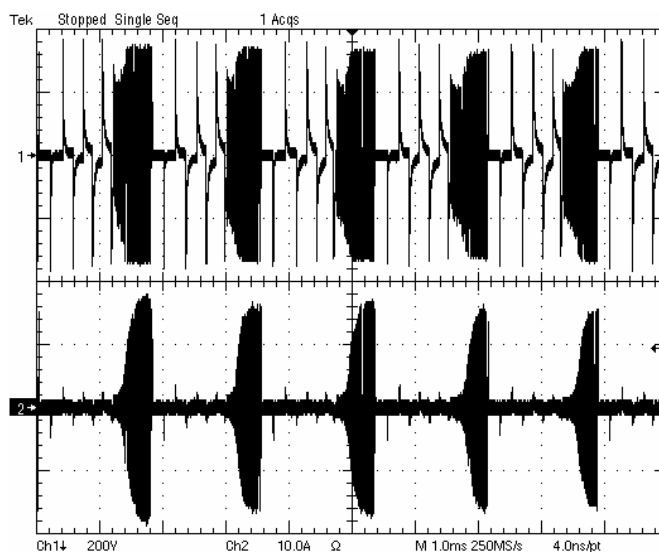


Fig. 6.19 – Tensão e corrente sobre a lâmpada HPS operando em 600 Hz, com capacitor C_1 de 100 nF.

A Fig. 6.20 mostra a forma de onda da tensão e da corrente quando operando com uma frequência modulada próxima de 1 kHz, a razão cíclica desse conversor ficou próxima de 0,45 para a capacitância C_1 de 100 nF.

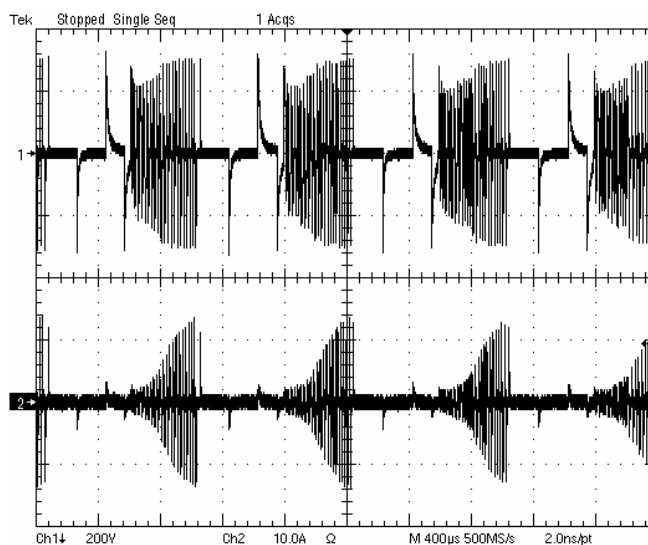


Fig. 6.20 - Tensão e corrente sobre a lâmpada HPS operando em 1 kHz, com capacitor C_1 de 100 nF.

6.3.2. Operação em alta frequência com baixo fator de crista

As análises realizadas até o momento mostram que a operação com elevado fator de crista não significa uma redução da vida útil das lâmpadas HPS. Entretanto, existem alguns países que utilizam normas que restringem o fator de crista dessas lâmpadas. Dentro desse contexto é apresentado nesse item a possibilidade de alimentação das lâmpadas HPS de forma pulsada em alta frequência com baixo fator de crista.

Projetando adequadamente o valor da capacitância e a frequência de operação é possível reduzir significativamente o fator de crista. O aumento da frequência com a redução da capacitância de forma adequada, não altera a potência transferida para a lâmpada. Contudo, com o aumento da frequência e a redução da capacitância ocorre a redução dos valores de pico da corrente.

Projetando o conversor para operar de forma que o $T_{\text{sem_pulso}}$ (veja Fig. 6.2) seja próximo de zero, tem-se uma redução expressiva no fator de crista da corrente que circula pela lâmpada.

A Fig. 6.22 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada quando operando com uma capacitância de 100 nF e com uma frequência média de 45 kHz. Optou-se por operar com tensões mais baixas em virtude da limitação da frequência máxima que, por sua vez, impossibilita a redução da capacitância C_1 .

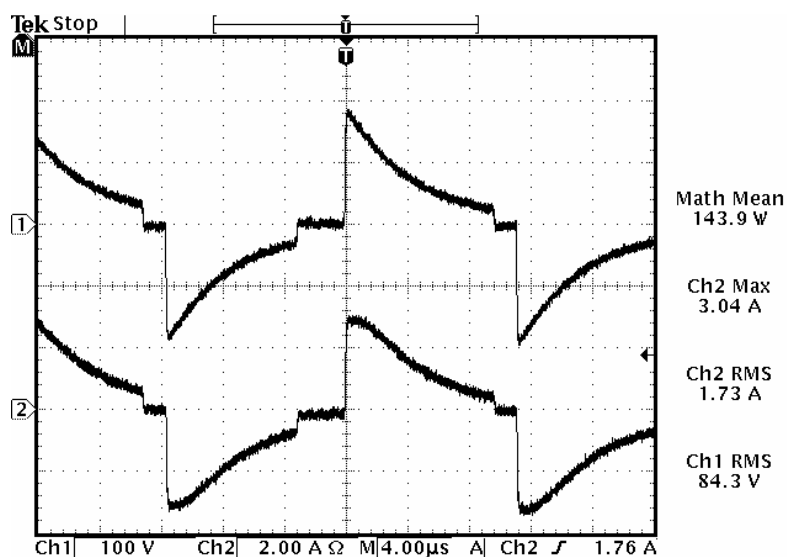


Fig. 6.21 – Forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada HPS de 150 W com o capacitor C_1 de 100 nF.

Nesse modo de operação o valor eficaz da corrente na lâmpada foi de 1,73 A e o valor de pico foi de 3,04 A, apresentando dessa forma um fator de crista de 1,75.

O valor de pico da corrente na lâmpada também poderia ser reduzido com o aumento da frequência e, por consequência, com reduções da capacitância C_1 . Caso essa frequência fique acima da faixa de frequência sujeita à ressonância acústica, a oscilação da frequência utilizada para minimizar o efeito da ressonância acústica não seria mais necessária, permitindo um melhor casamento da frequência de operação com o tempo de descarga da capacitância C_1 . É importante ressaltar que o grande empecilho na elevação da frequência são as perdas por comutação que comprometem o rendimento do conversor.

6.4. Análise da emissão acústica das lâmpadas HPS no modo de alimentação pulsado

Quando a lâmpada é alimentada de forma pulsada, podem ocorrer emissões de ruídos acústicos indesejáveis, mesmo quando a frequência de repetição dos pulsos é selecionada de forma a não excitar modos de ressonâncias acústicas no interior do tubo de descarga. Os fenômenos responsáveis por essa emissão acústica são denominados de fenômenos magnetoelásticos e efeitos fotoacústicos.

Os efeitos magnetoelásticos são responsáveis pela deformação de materiais magnéticos quando submetidos a campos magnéticos variáveis.

O efeito fotoacústico ocorre quando gases confinados em volume fixo e iluminados por uma radiação de intensidade modulada, cujo espectro apresenta pelo menos um componente de frequência que excita modos vibracionais ou translacionais da molécula do gás. A excitação dessas moléculas provoca colisões entre elas, que resultam em uma modulação de temperatura, que por sua vez, gera oscilações de pressão síncronas com a modulação da intensidade do feixe luminoso. No caso de sólidos a radiação luminosa absorvida aquece uma fina película de gás na sua superfície, que se expande e contrai, atuando como um pistão e emitindo sons.

O efeito fotoacústico em gases se manifesta no interior do tubo de descarga e em sólidos na película de ar que envolve o bulbo e a luminária (ou invólucro no qual se encontra a lâmpada).

Para quantificar os níveis de ruído acústicos produzidos pela lâmpada HPS com alimentação pulsada em alta frequência modulada em baixa frequência foi utilizada uma câmara anecóica, e diversas frequências de modulação foram aplicadas à lâmpada.

Nessa câmara são inseridos microfones que captam os níveis de pressão sonora (N/m^2) produzidos dentro da mesma, impedindo a interferência de agentes externos. Entretanto, existe um ruído de fundo inerente da própria câmara que deve ser considerado na análise do nível de pressão sonora global.

A câmara anecóica apresenta um ruído de fundo muito baixo em quase toda faixa do espectro audível, conforme pode ser visto na Fig. 6.22. Entretanto, para frequências abaixo de 150 Hz o ruído de fundo apresenta elevados valores, contribuindo para o aumento do nível de pressão sonora global, que nesse caso foi de 30,57 dB.

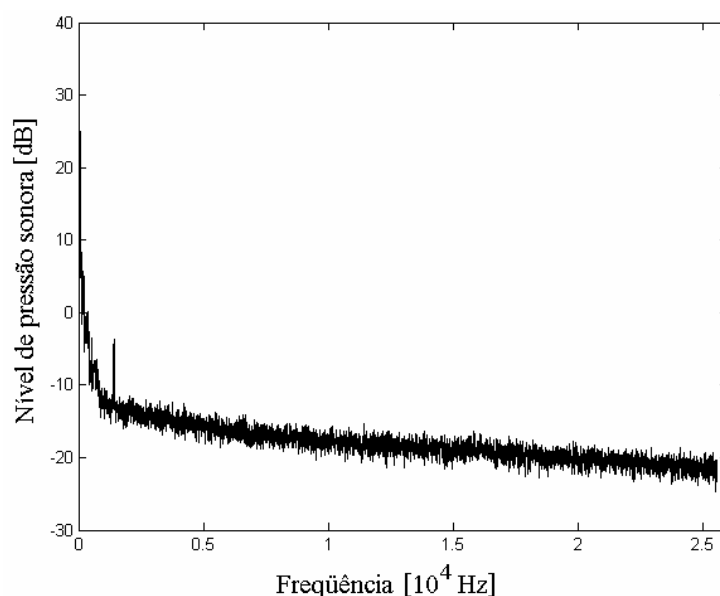


Fig. 6.22 – Níveis de pressão sonora produzidos pela câmara anecóica.

O cálculo do nível de pressão sonora global não é linear sendo a contribuição das baixas frequências muito mais expressiva que a contribuição das altas frequências, o que justifica o nível de pressão sonora global apresentada pelo ruído de fundo.

O capacitor C_1 do conversor em meia ponte utilizado foi de 56 nF. Para emular a corrente de pico a frequência de comutação do conversor meia ponte foi de 55 kHz (valor médio da frequência) e para emular a corrente de fervera a frequência de comutação média foi de 12 kHz. Nessa condição de operação o conversor apresentou uma corrente de pico de 15 A.

A tensão de alimentação foi de 220 V eficaz e a razão cíclica da corrente em baixa frequência foi de 40%, para todas as frequências de modulação utilizadas.

A Fig. 6.23 apresenta o espectro do ruído produzido pela lâmpada Vialox NAV 150 W da Osram (ovóide), quando alimentada com uma corrente modulada em 200 Hz. A

emissão sonora nas frequências próximas dos 12 kHz se deve a operação do conversor nessa frequência durante o intervalo que emula a corrente de “fervura”. O nível de pressão sonora global produzida foi de 41,11 dB.

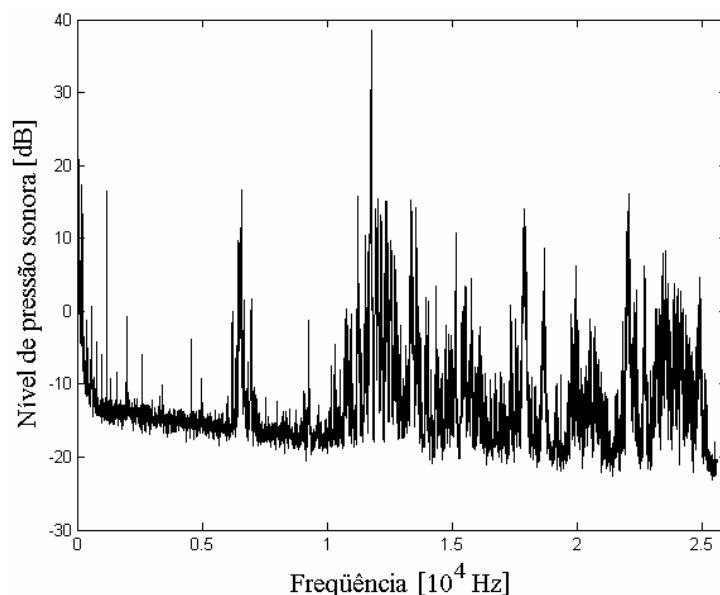


Fig. 6.23 – Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS ovóide com modulação em 200Hz.

A Fig. 6.24 foi obtida realizando o mesmo ensaio com modulação da corrente em 200 Hz, só que utilizando uma lâmpada HPS Vialox NAV super 150 W da Osram (tubular). Nessa lâmpada o ruído acústico emitido ficou praticamente todo abaixo do limiar da audição, o que mostra que essa lâmpada não está emitindo ruído acústico audível.

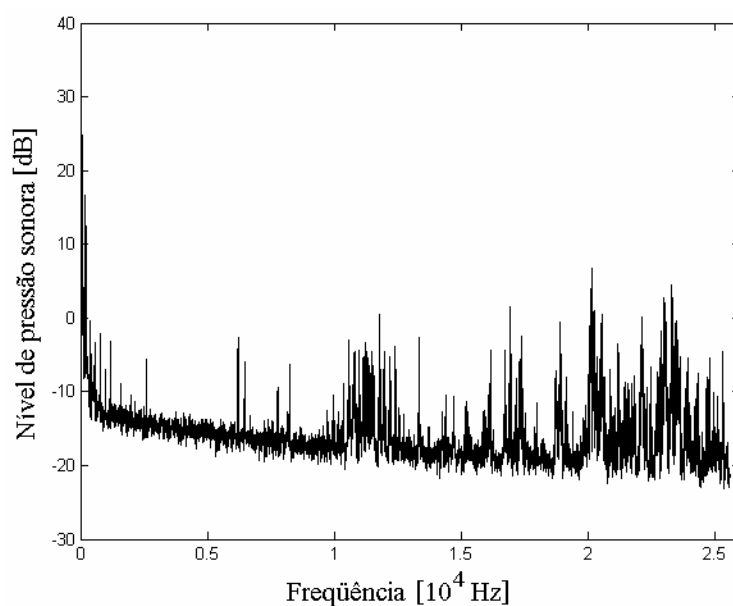


Fig. 6.24 - - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS tubular com modulação em 200 Hz.

As Fig. 6.25 e Fig. 6.26 apresentam o espectro produzido pela lâmpada HPS Vialox NAV 150 W da Osram (ovóide) e pela lâmpada HPS Vialox NAV super 150 W da Osram (tubular) respectivamente, quando alimentadas de forma pulsada em alta frequência sem modulação em baixa frequência. Percebe-se que em ambos os casos o ruído acústico produzido ficou praticamente todo abaixo do limiar da audição, comprovando que nesse modo de operação a lâmpada não emite ruído audível. A pressão sonora global produzida pela lâmpada foi de 40,71 dB

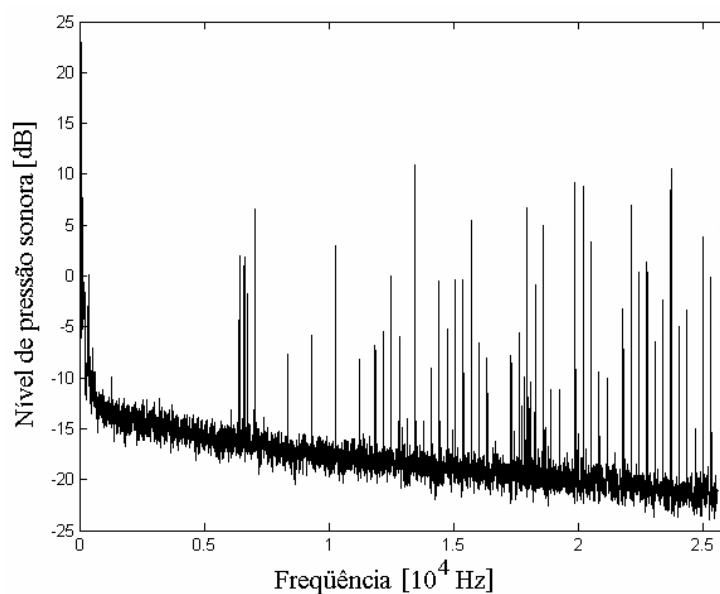


Fig. 6.25 – Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS ovóide sem modulação.

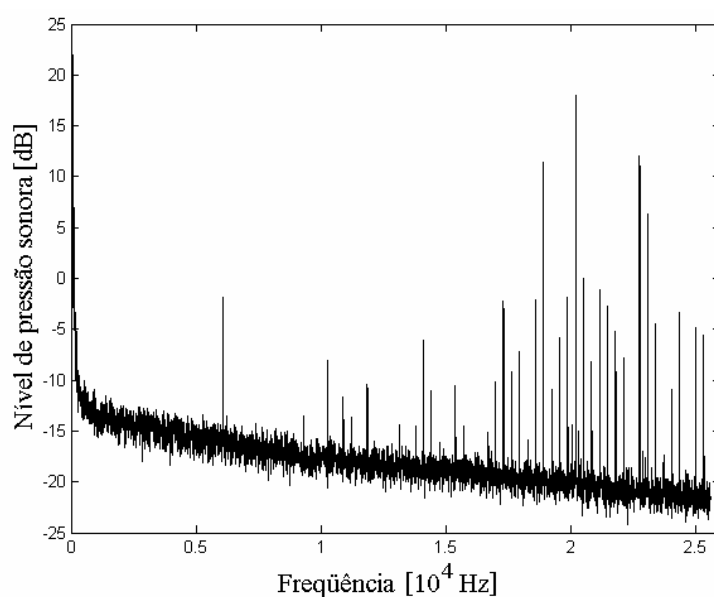


Fig. 6.26 - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS tubular sem modulação.

A Fig. 6.27 mostra o espectro do ruído acústico produzido pela lâmpada HPS Vialox NAV 150 W da Osram (ovóide) quando alimentada com modulação da corrente na frequência de 500 Hz. O nível de pressão sonora global produzido nesse modo de operação foi de 36,22 dB.

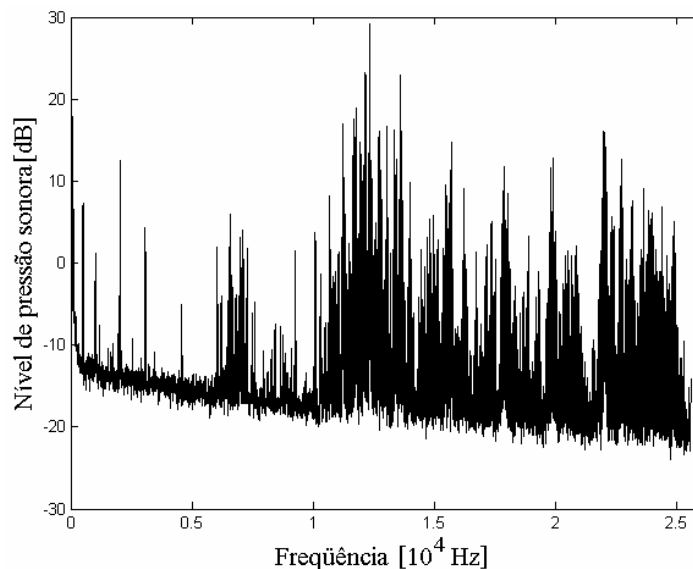


Fig. 6.27 - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS ovóide com modulação em 500 Hz.

A Fig. 6.28 mostra o espectro do ruído acústico produzido pela lâmpada HPS Vialox NAV super 150 W da Osram (tubular) quando alimentada com modulação da corrente na frequência de 500 Hz. O nível de pressão sonora global produzido nesse modo de operação foi de 32,86 dB. O nível de ruído acústico foi muito próximo do ruído de fundo, pois quase todas as componentes de frequências do ruído ficaram abaixo do limiar da audição.

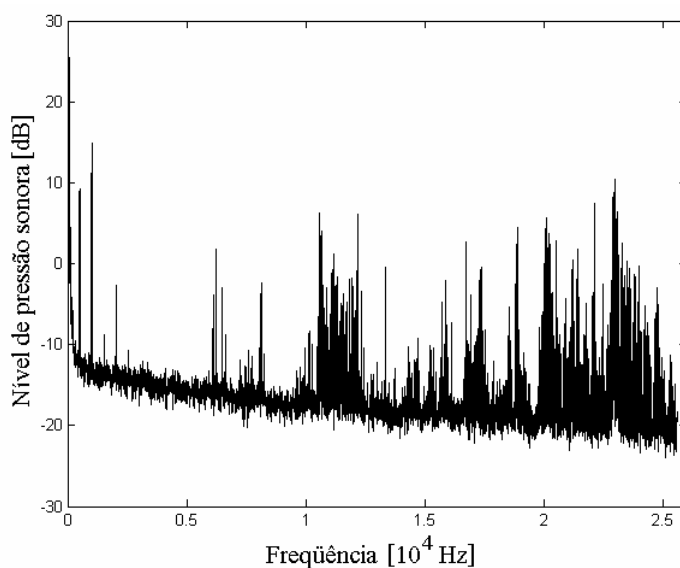


Fig. 6.28 - Espectro do ruído produzido pela lâmpada HPS tubular com modulação em 500 Hz.

A Fig. 6.29 traz alguns exemplos de intensidade sonora para comparação.

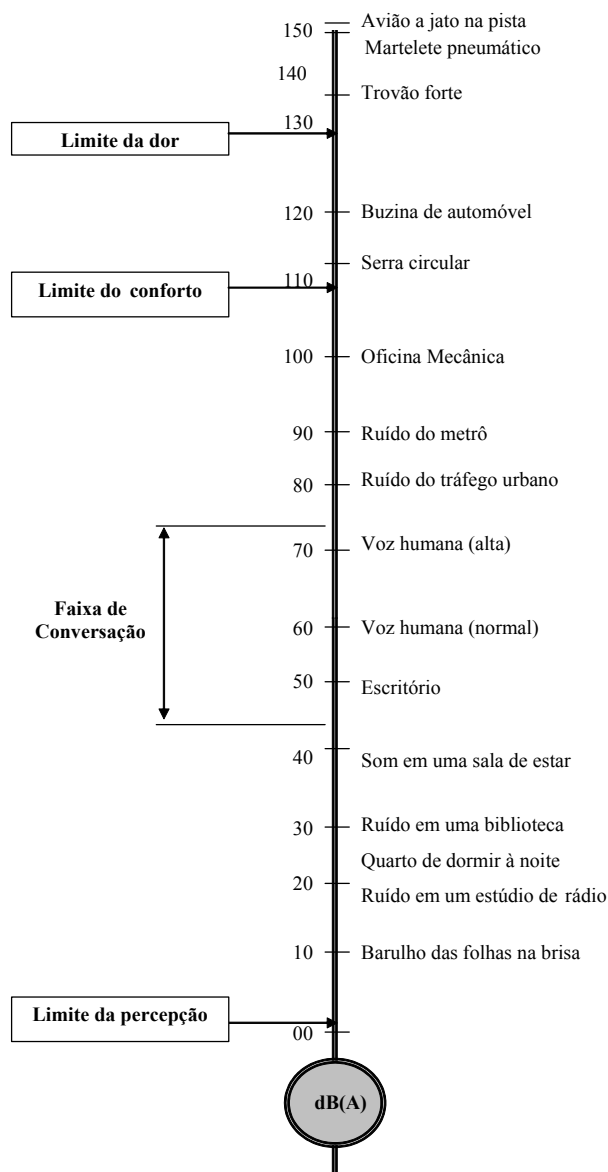


Fig. 6.29 – Alguns exemplos de intensidade sonora.

O nível de pressão sonora é calculado pela relação apresentada na Eq. (6.3) e é fornecido em dB [36].

$$NPS = 10 \cdot \log \left(\frac{P^2}{P_0^2} \right) \quad (6.3)$$

Onde:

P = pressão sonora (N/m^2);

P_0 = limiar de sensibilidade do ouvido humano para a pressão sonora ($P_0 = 2 \cdot 10^{-5} N/m^2$).

O cálculo da pressão sonora produzida pela lâmpada é obtido subtraindo o ruído de fundo da câmara anecóica. Entretanto, a subtração deve ser feita utilizando os valores de pressão sonora, conforme apresentado na Eq. (6.4).

$$P^2 = P_t^2 - P_f^2 \quad (6.4)$$

Onde:

P_t = pressão sonora total; P_f = pressão sonora do ruído de fundo.

6.5. Interferência eletromagnética gerada pela alimentação pulsada

Interferência eletromagnética (EMI) é a degradação do desempenho de um equipamento causada por uma perturbação eletromagnética. Quando uma tensão ou corrente muda de amplitude abruptamente em relação ao tempo, as mudanças nas derivadas de tensão (dv/dt) e corrente (di/dt) produzem componentes harmônicos de natureza elétrica ou magnética, respectivamente. Estas formas de onda são geralmente produzidas pelos diodos da ponte retificadora de entrada e pelos dispositivos semicondutores que operam em comutação [40].

A EMI pode se propagar de duas maneiras: através de emissões conduzidas e emissões irradiadas. As emissões conduzidas se propagam através dos terminais de alimentação do reator eletrônico. As emissões irradiadas se propagam através do ar, via ondas eletromagnéticas.

6.5.1. Emissões irradiadas

Para analisar a emissão irradiada produzida por equipamentos de iluminação utiliza-se a norma CISPR 15 [30], que especifica para esse tipo de teste a utilização de antenas de Van Veen, para captar sinais na faixa de frequência que vai de 9 kHz a 30 MHz (Anexo F).

A Fig. 6.30 mostra os níveis de emissões irradiadas produzidas pelo reator eletrônico. A curva da norma CISPR 15 também é apresentada nesse gráfico.

Para esse ensaio utilizou-se o reator eletrônico operando com duas frequências centrais próxima dos 12 kHz e 60 kHz. Os valores de pico de corrente foram respectivamente de 3 A e 14 A. A modulação da corrente foi na frequência de 200 Hz.

Não ocorreram alterações significativas nos níveis de interferência eletromagnética com a utilização de outras frequências de modulação da corrente na lâmpada.

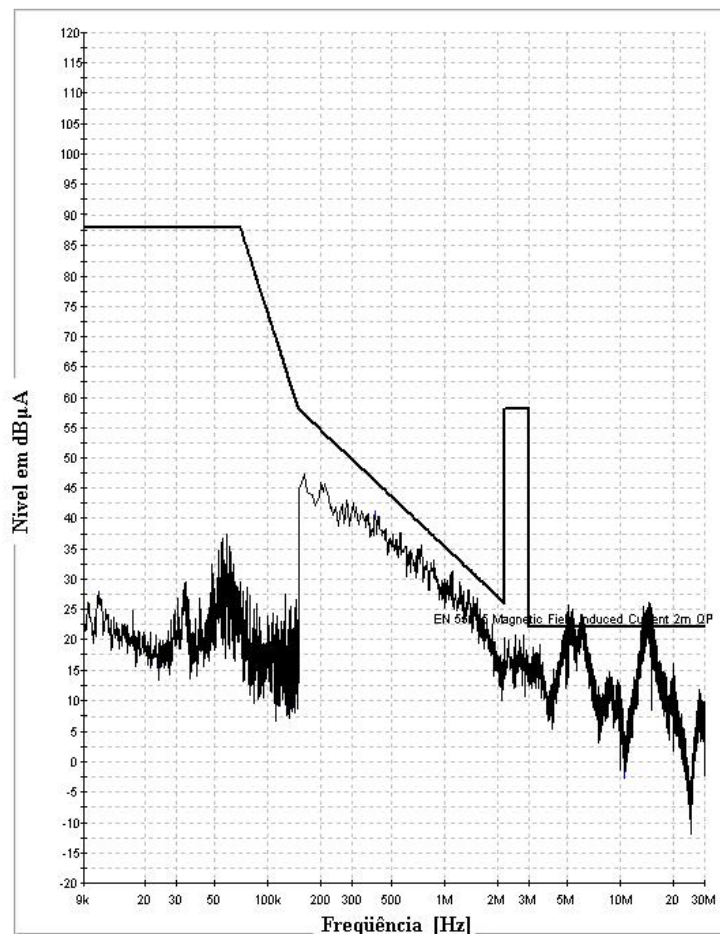


Fig. 6.30 – Emissões irradiadas produzidas pelo reator eletrônico e o limite definido pela norma CISPR15.

O reator eletrônico proposto nesse trabalho foi construído sem nenhuma preocupação em minimizar as interferências eletromagnéticas produzidas pelo mesmo. Características construtivas como layout e blindagem podem reduzir expressivamente a interferência eletromagnética gerada por esse reator eletrônico.

Um projeto apropriado de layout e a utilização de uma blindagem apropriada certamente colocarão esse conversor dentro das normas.

6.5.2. Emissões Conduzidas

Existem basicamente dois tipos de perturbações eletromagnéticas presentes nos terminais de alimentação de um reator eletrônico. Tais perturbações se propagam através de correntes de modo comum e correntes de modo diferencial.

O filtro de EMI deve ser projetado para reduzir as emissões conduzidas geradas por um reator eletrônico, tal filtro deve ter partes específicas para reduzir as correntes de modo comum e partes específicas para reduzir as correntes de modo diferencial.

6.6. Análise das características calorimétricas da luz emitida pela lâmpada HPS na alimentação pulsada

Nesse item pretende-se analisar a temperatura correlata de cor, o índice de reprodução de cor e o fluxo luminoso da luz emitida pela lâmpada HPS quando alimentada de forma pulsada em alta frequência, modulada em baixa frequência.

Para calcular o fluxo luminoso total produzido pela lâmpada será utilizada uma esfera de integração (anexo G).

A Tabela 6.1 apresenta os resultados obtidos com a lâmpada Vialox NAV super 4Y de 150 W da Osram operando com um reator magnético e também operando com o reator eletrônico proposto, com modulação da corrente na frequência de 600 Hz. Fig. 6.19 mostra a forma de onda da tensão e da corrente quando operando nessa condição de operação.

Tabela 6.1 – Dados experimentais.

Lâmpada Vialox NAV super 4Y 150 W			
Freq = 60 Hz (Senoidal)		Freq = 600 Hz; D = 0,3	
$P_{LAMP} = 153 \text{ W}$	IRC = 22	$P_{LAMP} = 152 \text{ W}$	IRC = 21
$V_{RMS} = 110 \text{ V}$	TCC = 1957 k	$V_{RMS} = 96,2 \text{ V}$	TCC = 2171k
$I_{RMS} = 1,72 \text{ A}$	Lumens = 15700	$I_{RMS} = 2,48 \text{ A}$	Lumens = 14600

Os resultados não provocaram a melhoria do índice de reprodução de cor quando comparado a alimentação senoidal em 60 Hz conforme era esperado. Entretanto, houve um aumento na temperatura correlata de cor.

O comportamento da lâmpada quando alimentada de forma pulsada em alta frequência sem modulação em baixa frequência é apresentado na Tabela 6.2. O índice de reprodução de cor da lâmpada quando operando sem modulação é bem inferior ao apresentado quando utilizando a modulação, o que leva a acreditar que a utilização de uma modulação apropriada permitirá resultados com significativa melhoria do índice de reprodução de cor.

Buscando um aumento expressivo do índice de reprodução de cor das lâmpadas HPS, foi desenvolvida as lâmpadas DSX, que apresentam uma maior concentração de sódio do que as lâmpadas HPS convencionais. A alta concentração de sódio provocará um expressivo aumento da pressão parcial do mesmo e, por consequência, um expressivo

alargamento das bordas criadas pela autoreversão das linhas D. Esse alargamento das bordas decorrente da absorção das linhas D provoca uma melhor distribuição do espectro, caracterizando uma expressiva melhoria no índice de reprodução de cor da luz emitida pela lâmpada HPS.

Tabela 6.2 – Dados experimentais.

Lâmpada Vialox NAV super 4Y 150 W	
Operação em alta frequência sem modulação	
$P_{LAMP} = 151 \text{ W}$	IRC = 15
$V_{RMS} = 92,1 \text{ V}$	TCC = 1929 k
$I_{RMS} = 1,65 \text{ A}$	Lumens = 14850

A alimentação pulsada nas lâmpadas DSX provoca significativas melhorias IRC. A Tabela 6.3 apresenta os resultados obtidos com a lâmpada DSX sendo alimentada de forma pulsada em alta frequência sem modulação.

Tabela 6.3 – Dados experimentais.

Lâmpada DSX-T 80 W	
Operação em alta frequência sem modulação	
$P_{LAMP} = 72,8 \text{ W}$	IRC = 62
$V_{RMS} = 79,9 \text{ V}$	TCC = 2270 k
$I_{RMS} = 1,11 \text{ A}$	Lumens = 5850

As vantagens apresentadas anteriormente pela lâmpada DSX, contrastam com a expressiva redução da sua vida útil (7500 horas) e com o expressivo aumento da corrente na lâmpada em decorrência da redução da tensão de arco.

6.7. Alimentação pulsada de lâmpadas fluorescentes

As análises mostraram que essa técnica pode ser utilizada para vários tipos de lâmpadas de descarga inclusive para as lâmpadas fluorescentes. A inércia térmica presente nessa lâmpada de descarga permite a utilização dessa técnica.

As lâmpadas fluorescentes apresentam uma dinâmica de variação da condutividade mais lenta que as lâmpadas de descarga de alta pressão, facilitando a estabilização.

Shvartsas [38] utilizou uma técnica de controle por valores médios para estabilizar a corrente numa lâmpada fluorescente compacta de 9 W. Isso foi possível pela fato dessas lâmpadas apresentarem uma dinâmica de variação da condutividade muito lenta.

A lâmpada fluorescente apresenta sérias restrições em relação ao fator de crista, impossibilitando a alimentação com pulsos de corrente elevados. Entretanto, é possível adequar essa técnica de alimentação para operar com baixo fator de crista, bastando para isso reduzir o intervalo sem pulso.

O problema da utilização dessa técnica nas lâmpadas fluorescentes tubulares se deve ao comportamento das mesmas, que se assemelha ao de uma resistência em paralelo com uma pequena capacitância. Essa capacitância provoca picos de corrente no início de cada pulso prejudicando o fator de crista.

A Fig. 6.31 mostra a forma de onda da tensão e da corrente numa lâmpada fluorescente tubular de 40 W, operando em 100 kHz com a capacitância C_1 de 4,4 nF.

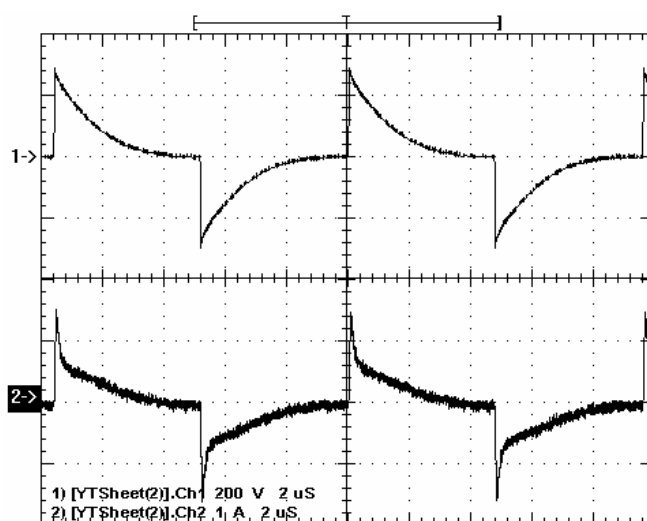


Fig. 6.31 – Forma de onda da tensão e da corrente numa lâmpada fluorescente tubular de 40 W.

6.8. Conclusão

A forma de alimentação das lâmpadas de descarga descrita nesse capítulo apresenta uma elevada robustez, devido a simplicidade do circuito de controle e do reduzido número de componentes do circuito de potência.

Esse conversor também permite a utilização da técnica de distribuição da energia fornecida para a lâmpada numa ampla faixa do espectro de frequência, de forma a evitar o aparecimento da ressonância acústica.

Essa topologia é de fácil adaptação para diferentes potências, sendo o aumento do volume do conversor muito pequeno em relação ao aumento da potência, devido a ausência de elementos magnéticos.

Esse circuito permite a variação da intensidade luminosa da lâmpada (dimerização), bastando para isso a variação da frequência dos pulsos.

Essa topologia também permite a modulação da potência fornecida para a lâmpada em baixa frequência, procurando melhorar as características calorimétricas da luz emitida pelas lâmpadas HPS.

A alimentação com pulsos em alta frequência reduziu drasticamente o efeito do ruído acústico, até mesmo quando a lâmpada é alimentada com modulação em baixa frequência.

Esse conversor permite alimentar outros tipos de lâmpadas de descarga como as lâmpadas de multivapor metálico.

Considerações Finais

Devido à natureza singular da forma de alimentação das lâmpadas HPS proposta nesse trabalho, fez-se necessária a implementação de um modelo da lâmpada HPS bastante complexo, capaz de representar o comportamento da lâmpada quando submetida à alimentação pulsada. As bruscas variações de tensão e de corrente na lâmpada, em virtude da alimentação pulsada, exigem um modelo que contemple uma quantidade maior de fenômenos presentes nas lâmpadas HPS.

O modelo apresentado neste trabalho permite uma análise mais precisa do comportamento da lâmpada na alimentação pulsada, proporcionando também uma melhor compreensão dos fenômenos que ocorrem dentro do tubo de descarga, pois apresenta características da lâmpada de difícil mensuração na prática, tais como temperatura e pressão.

Uma descrição detalhada do comportamento da lâmpada HPS nas diferentes formas de alimentação é apresentada, permitindo uma profunda compreensão do comportamento do plasma dentro do tubo de descarga.

Através de exaustivas análises e simulações foi possível apresentar uma técnica de controle para a estabilização da corrente sem elemento estabilizador, aproveitando-se da inércia térmica do plasma. Para tanto, um conversor em ponte completa foi implementado utilizando o controle da corrente por valor de pico, que se mostrou ser uma eficiente forma de estabilização da corrente. Buscando ainda uma topologia mais simples e robusta chegou-se ao conversor meia ponte com um capacitor em série com a lâmpada.

Tanto o conversor em ponte completa quanto o conversor em meia ponte apresentados nesse trabalho permitiram a alimentação das lâmpadas HPS de forma pulsada sem comprometer a estabilidade do arco. Essas topologias são de fácil adaptação para diferentes potências, sendo o aumento do volume desses conversores muito pequeno em relação ao aumento da potência, devido à ausência de elementos magnéticos.

Um dos grandes obstáculos para a utilização da alimentação em alta frequência das lâmpadas de descarga é o surgimento da ressonância acústica. Mas essas topologias por não utilizarem elemento magnético em série com a lâmpada, permitem a variação da

freqüência numa ampla faixa sem comprometer a operação da lâmpada. Dessa forma, foi possível utilizar a técnica de distribuição da potência fornecida à lâmpada em uma ampla faixa do espectro, fazendo com que o efeito da ressonância acústica fosse minimizado a níveis não perceptíveis pelo ser humano.

Esses circuitos permitem a variação da intensidade luminosa da lâmpada (dimerização), bastando para isso o controle da corrente de pico para o conversor em ponte completa e a variação da freqüência dos pulsos no conversor meia-ponte. Essas topologias também permitem facilmente a modulação da potência fornecida para a lâmpada em baixas freqüências, procurando melhorar as características calorimétricas da luz emitida pelas lâmpadas HPS.

O efeito do ruído acústico presente na alimentação pulsada em baixa freqüência foi reduzido drasticamente, quando utilizados pulsos de tensão em alta freqüência modulados em baixa freqüência, tornando esse ruído quase imperceptível.

A retirada do elemento magnético representa uma expressiva redução no volume do conversor. Soma-se a isso o reduzido número de componentes presentes no conversor em meia ponte. Obtém-se então um conversor extremamente compacto.

O conversor em meia ponte, quando associado a um pré-regulador, permite controlar a potência na lâmpada em malha aberta. Essa característica aumenta a robustez do conversor em virtude da sua simplicidade e do reduzido número de componentes do controle. O fato do conversor em meia ponte apresentar um reduzido número de componentes do circuito de potência também aumenta a robustez do conversor.

O baixo valor médio da corrente nos interruptores na alimentação pulsada torna mais atrativa a utilização de IGBTs, pois vão apresentar menores perdas por condução. Além disso, no conversor em meia ponte os interruptores bloqueiam com corrente nula. Assim, não haverá o problema da corrente de cauda normalmente presente nos IGBTs. Dessa forma, o conversor meia ponte apresenta um elevado rendimento quando utilizando IGBTs.

A alimentação pulsada em alta freqüência, modulada em baixa freqüência, provocou expressivas melhorias do índice de reprodução de cor quando comparada com a alimentação pulsada em alta freqüência sem modulação. A temperatura correlata de cor apresentou uma significativa elevação quando comparada com a alimentação senoidal em baixa freqüência. O fluxo luminoso da lâmpada com a alimentação pulsada sofreu uma pequena redução quando comparada com a alimentação senoidal em baixa freqüência.

Foram apresentados resultados experimentais para a lâmpada operando com pulsos em alta frequência sem modulação e com modulação numa ampla faixa de frequência, sendo que em todos esses modos de operação o arco apresentou um comportamento estável. Mostrou-se, assim, a eficácia desse conversor para alimentação das lâmpadas HPS.

As análises realizadas nesse trabalho indicam que essa técnica pode ser estendida a outros tipos de lâmpadas de descarga, como a de multivapor metálico.

Como sugestão para continuação do trabalho: O ajuste dos conversores para alimentação das lâmpadas de multivapor metálico e a integração do conversor num único circuito integrado.

A.1. Lista de componentes

COMPONENTE	REFERÊNCIA	ESPECIFICAÇÃO
Capacitor de polipropileno	C1	100nF / 220V
Capacitor de polipropileno	C2	220nF / 220V
Capacitor polipropileno	C3	4,7nF / 220V
Capacitor cerâmico	C4	33nF / 15V
Capacitor cerâmico	C5	100pF / 15V
Capacitores eletrolíticos	C6, C7, C8 e C9	10uF / 15V
Capacitor cerâmico	C10 e C13	150nF / 15V
Capacitores cerâmicos	C11 e C12	22pF / 15V
Capacitores cerâmicos	C14 e C15	
Capacitor eletrolítico	Cdc	470uF / 450V
Diodos retificadores (1N5405)	D1, D2, D3 e D4	500V / 3A
Diodo rápido (UF4007)	D5, D6, D7, D8, e D9	1A / 500V
Diodo (1N4148)	D11, D13, D14, D16, D17, D18 e D19	75V / 30mA
Diodo (1N4001)	D10, D12 e D15	1A / 100V
Diodo zener (1N4746)	Z1	18V / 49mA
Diodo zener (1N4733)	Z2	5,1V / 49mA
Diodo zener (1N4730)	Z3	3,9V
Diodo zener (1N4730)	Z4	3,9V / 49mA
Foto-acoplador	HP2601	
Drives	IR2110	
Microcontrolador	PIC 16F873	
Amplificador Operacional	LM318	
Comparador	LM311	
Interruptores (IRG4PC50W)	S1, S2, S3, S4 e S5	600V / 27A
Oscilador	XTAL	20MHz
Relé (Schrack RP420006)	Relé 1	8A / 250V
Relé (Schrack RUD101006)	Relé 2	10A / 250V
Resistores	R1 e R2	Conectores
Resistor	R3	1M Ω / (1/8)W
Resistores	R4, R12, R13, R14, R17, R18 e R19	15 Ω / (1/8)W
Resistor	R5, R20, R24, R28, R29, R37, R44, R45, R46 e R47	10k Ω / (1/8)W
Resistor	R6	10M Ω / (1/8)W
Resistor	R9	100 Ω / (1/8)W
Resistores	R15 e R16	100 Ω / (1/2)W
Resistores	R8, R10, R11, R21, R22, R23, R26, R27, R30, R31, R32, R33, R35, R36, R41, R42, R43 e R49	1k Ω / (1/8)W
Resistor	R34	3,9 Ω / (1/8)W
Resistor	R48	2k Ω / (1/8)W
Tripot	R7	50k Ω
Tripot	R25, R38, R39 e R40	10k Ω
Transistor (DC547)	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q8, Q9, Q10 e Q11	45V / 500mA
Transistor (DC557)	Q7	50V / 200mA
Transformador	T1	Núcleo: E 42/20 IP12 Np = 6 espiras (24AWG) Ns = 76 espiras (24AWG)
Sensor de Corrente (LTSR 15-NP)	SC	15A

ANEXO B.

Conversor em ponte completa com malha de controle da potência

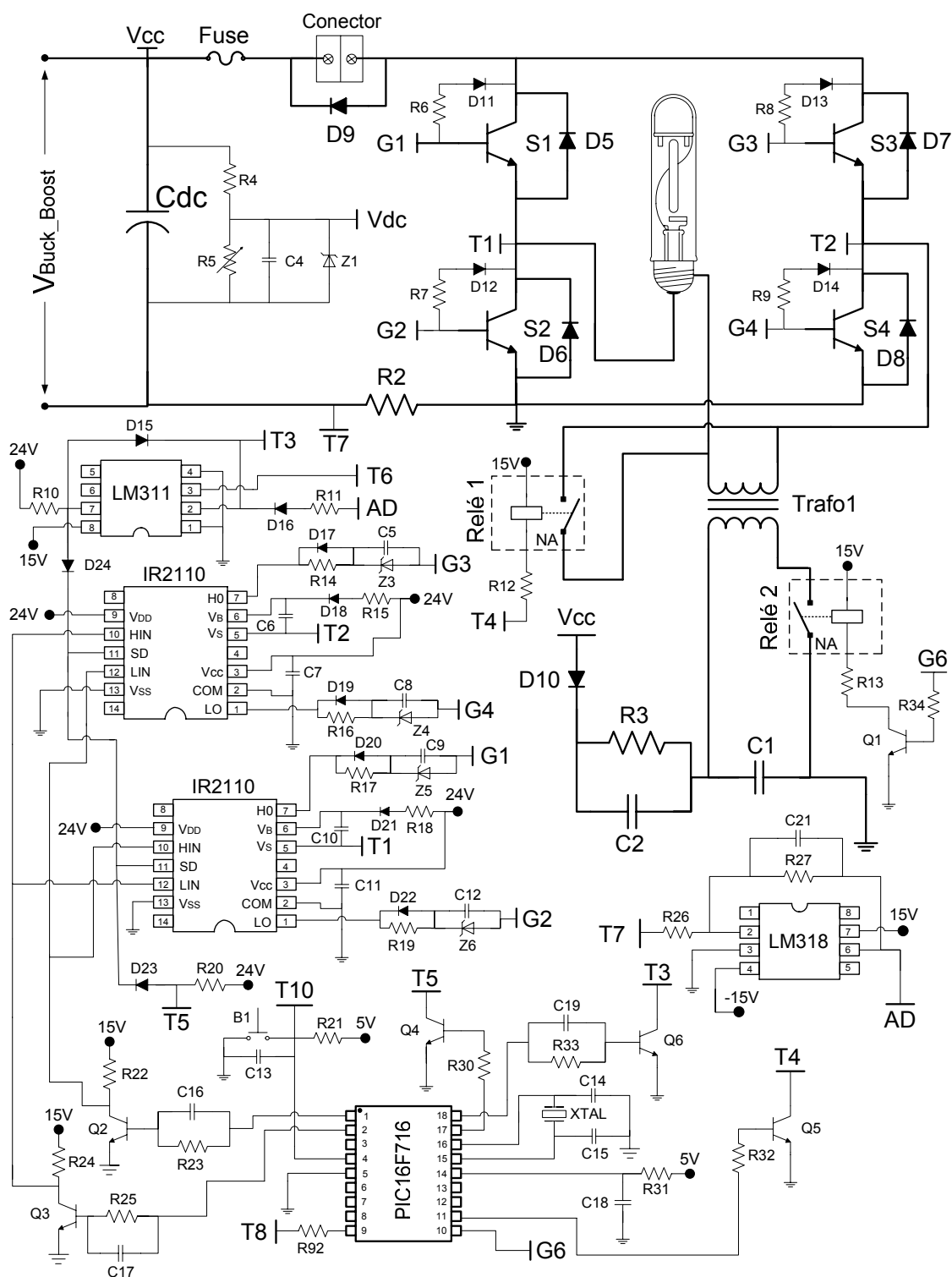


Fig. B.1 – Diagrama esquemático do conversor em ponte completa com malha de controle da potência.

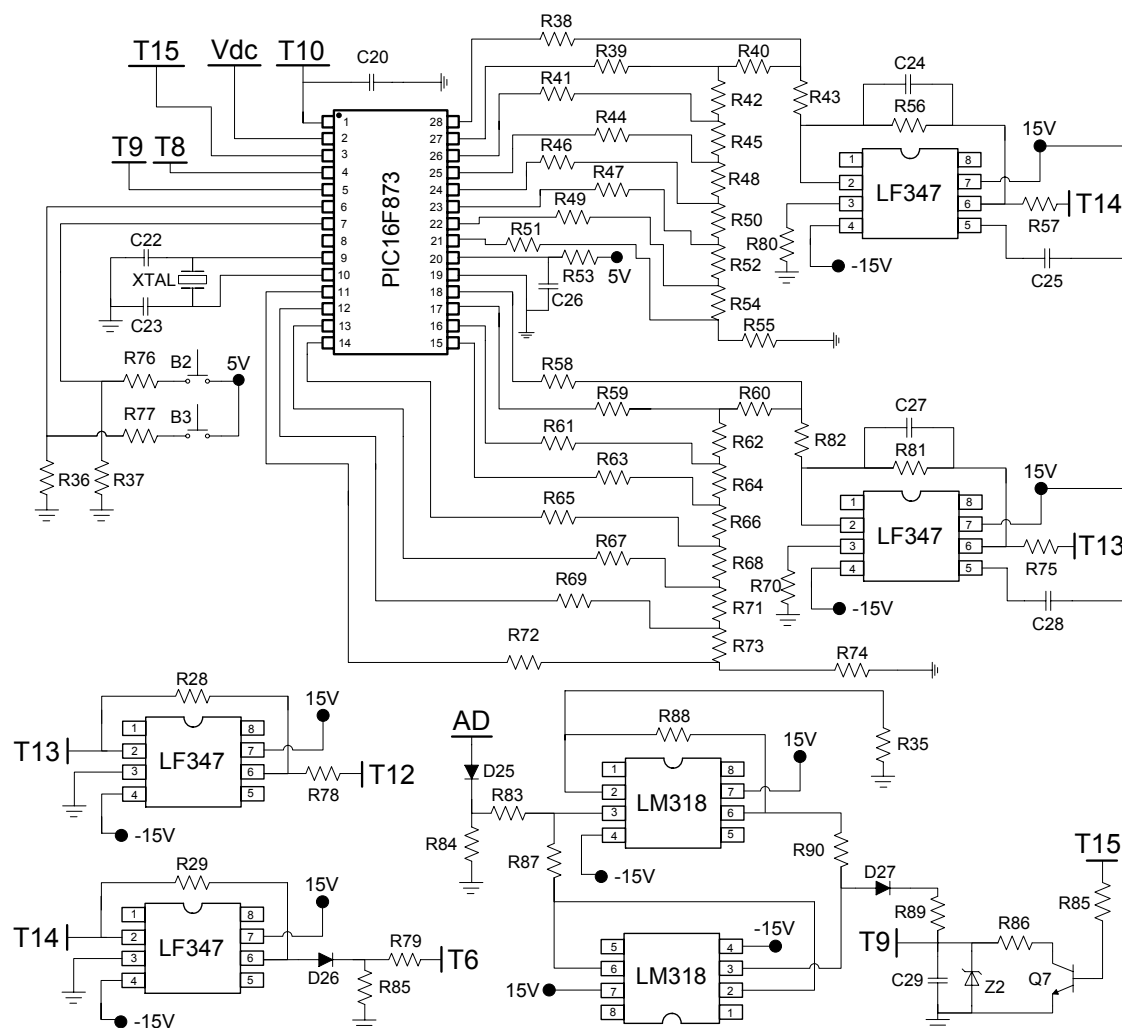


Fig. B.2 – Continuação do diagrama esquemático do conversor em ponte completa com malha de controle da potência.

B.1. Lista de componentes

COMPONENTE	REFERÊNCIA	ESPECIFICAÇÃO
Capacitor de polipropileno	C1	100nF / 220V
Capacitor de polipropileno	C2	220nF / 220V
Capacitor cerâmico	C4	33nF / 15V
Capacitores eletrolíticos	C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11 e C12	10uF / 25V
Capacitores cerâmicos	C13, C16, C17, C18, C19, C20, C25, C28 e C29	100nF / 25V
Capacitores cerâmicos	C14 e C15	22pF / 25V
Capacitores cerâmicos	C21	6,8pF
Capacitores cerâmicos	C22 e C23	22pF / 25V
Capacitores cerâmicos	C24 e C27	5pF / 25V
Capacitor eletrolítico	Cdc	470uF / 450V
Diodos retificadores (1N5405)	D1, D2, D3 e D4	500V / 3A
Diodo rápido (MUR180)	D5, D6, D7, D8, e D9	1A / 600V
Diodo (1N4007)	D10, D18 e D21	1A / 100V

Diodo (1N4148)	D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D19, D20, D22, D23, D24 D25, D26 e D27	75V / 30mA
Diodo zener	Z1	
Diodo zener (1N4732)	Z2	4,7V / 49mA
Diodo zener (1N4738)	Z3, Z4, Z5 e Z6	8,2V
Drives	IR2110	
Microcontrolador	PIC 16F873A	
Microcontrolador	PIC 16F716	
Amplificador Operacional	LM318	
Amplificador Operacional	LF347	
Comparador	LM311	
Interruptores (IRFP460)	S1, S2, S3 e S4	500V / 20A
Oscilador	XTAL	20MHz
Relé (Schrack RUD101006)	Relé 1	10A / 250V
Relé	Relé 2	
Resistor	R1	Conectores
Resistor	R2	0,1 Ω (10 de 1 Ω)
Resistor	R3	1M Ω / (1/8)W
Resistor	R4	10M Ω / (1/8)W
Resistores	R6, R7, R8, R9, R20, R22, R24, R34 e R36	10k Ω / (1/8)W
Resistor	R11	2,2k Ω / (1/8)W
Resistores	R12 e R13	100 Ω / (1/2)W
Resistores	R14, R15, R16, R17, R18 e R19	15 Ω / (1/8)W
Resistores	R21, R23, R25, R26, R30, R32, R33, R34, R89 e R91	1k Ω / (1/8)W
Resistores	R27, R84 e R85	10k Ω / (1/8)W
Resistores	R28 e R29	2,2k Ω / (1/8)W
Resistores	R31 e R53	3,9 Ω / (1/8)W
Resistor	R35 R83, R87, R88 e R90	100k Ω / (1/8)W
Resistor	R10	4,7k Ω / (1/8)W
Resistor	R36 e R37	22k Ω / (1/8)W
Resistores	R38, R39, R41, R44, R46, R47, R49, R51, R58, R59, R61, R63, R65, R67, R69 e R72	15k Ω / (1/8)W (Precisão)
Resistores	R40, R42, R43, R45, R48, R50, R52, R54, R55, R60, R62, R64, R66, R68, R70, R71, R73, R74, R80 e R82	7,5k Ω / (1/8)W (Precisão)
Resistores	R57, R75, R76, R77, R78 e R79	2,2k Ω / (1/8)W
Resistor	R86	15 Ω / (1/8)W
Resistor	R92	2,2k Ω / (1/8)W
Resistores	R56 e R81	39k Ω
Tripot	R5	50k Ω
Transistor (NPN)	Q1 e Q5	65V / 500mA
Transistor (NPN)	Q2, Q3, Q4, Q6 e Q7	35V / 500mA
Transformador	T1	Núcleo: E 42/20 IP12 Np = 6 espiras (24AWG) Ns = 110 espiras (24AWG)

B.2. Conversor em ponte completa implementado

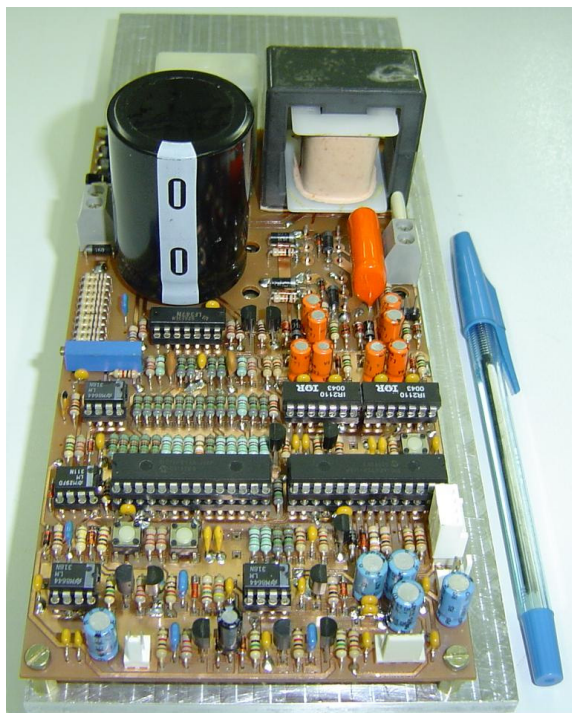


Fig. B.3 – Foto do conversor em ponte completa implementado.

B.3. Conversor Buck-Boost

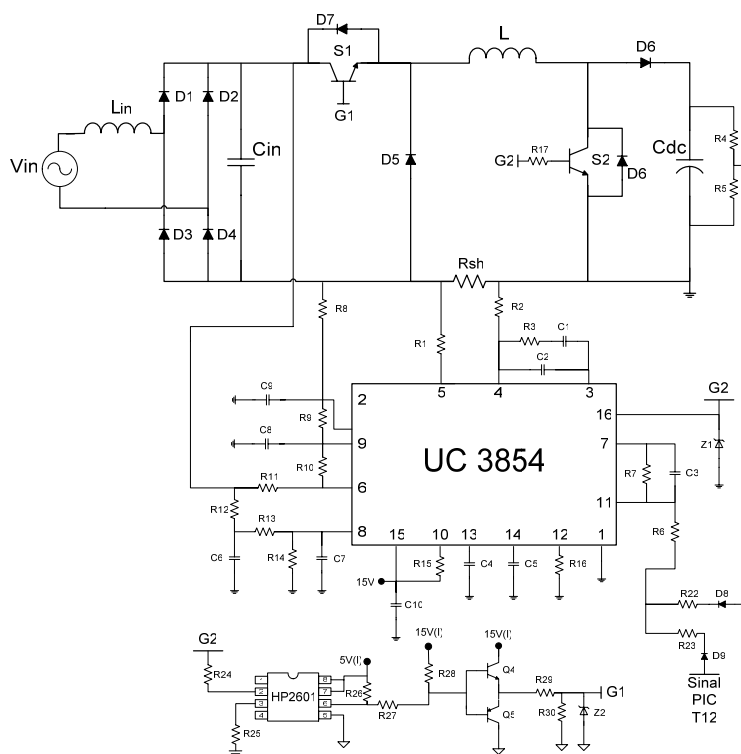


Fig. B.4 – Conversor Buck-Boost para regulação da tensão e correção do fator de potência.

ANEXO C.

Conversor em meia ponte de 150 W

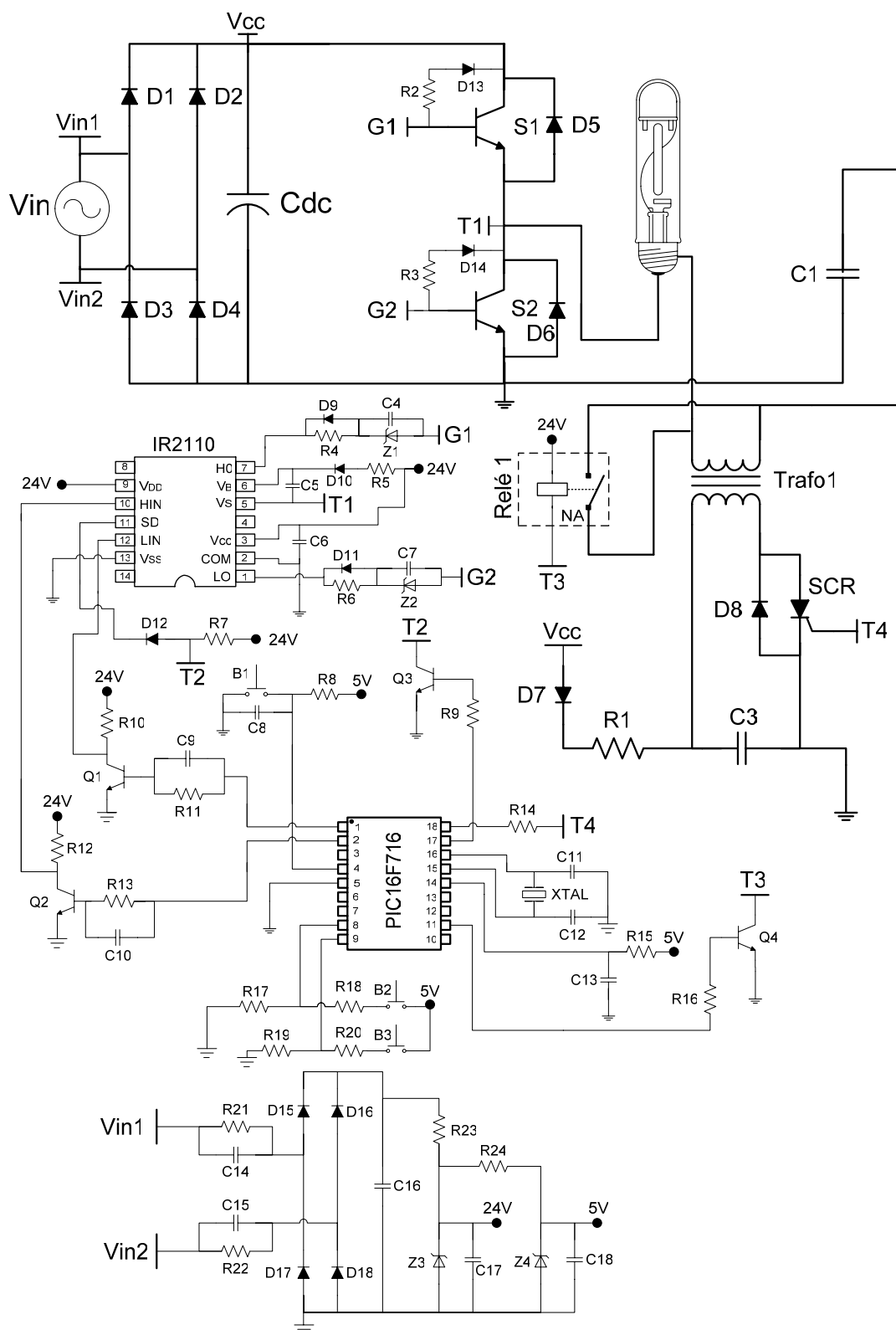


Fig. C.1 – Diagrama esquemático do conversor em meia ponte para lâmpadas HPS de 150 W.

C.1. Lista de componentes

COMPONENTE	REFERÊNCIA	ESPECIFICAÇÃO
Capacitor de polipropileno	C1 e C2	15nF / 220V
Capacitor polipropileno	C3	100nF / 220V
Capacitores eletrolíticos	C4, C5, C6 e C7	10uF / 25V
Capacitores cerâmicos	C8 e C13	100nF / 25V
Capacitores cerâmicos	C9 e C10	100nF / 25V
Capacitores cerâmicos	C11 e C12	22pF / 25V
Capacitor de polipropileno	C14 e C15	2,2uF / 400V
Capacitor eletrolítico	C16	1000uF / 30V
Capacitor eletrolítico	C17	100uF / 30V
Capacitor eletrolítico	C18	47uF / 16V
Capacitor eletrolítico	Cdc	220uF / 400V
Diodos retificadores (1N5405)	D1, D2, D3 e D4	500V / 3A
Diodo rápido	D5, e D6	Intrínseco ao MOSFET
Diodo (1N4007)	D7, D8 e D10	1A / 100V
Diodo (1N4148)	D9, D11, D12, D13 e D14	75V / 30mA
Diodo (1N4007)	D15, D16, D17 e D18	1A / 100V
Diodo zener (1N4730)	Z1 e Z2	8V
Diodo zener (1N4749)	Z3	24V / 2W
Diodo zener (1N4733)	Z4	5V / (1/2)W
Drives	IR2110	
Microcontrolador	PIC 16F716	
Interruptores (IRFP460)	S1 e S2	500V / 20A
Oscilador	XTAL	20MHz
Relé	Relé 1	12A / 250V
SCR	SCR	MCR22-8
Resistor	R1	2,2M Ω / (1/8)W
Resistores	R2 e R3	56k Ω / (1/8)W
Resistores	R4, R5 e R6	15 Ω / (1/8)W
Resistor	R7	22k Ω / (1/8)W
Resistor	R8	1k Ω / (1/8)W
Resistores	R9, R11 e R13	10k Ω / (1/2)W
Resistores	R10 e R12	22k Ω / (1/2)W
Resistor	R14	100 Ω / (1/8)W
Resistor	R15	3,9 Ω / (1/8)W
Resistor	R16	4,7k Ω / (1/8)W
Resistores	R18 e R20	1k Ω / (1/8)W
Resistores	R17 e R19	22k Ω / (1/8)W
Resistores	R21 e R22	220k Ω / (1/8)W
Resistor	R23	47 Ω / (1/2)W
Resistor	R24	1,5k Ω / (1/8)W
Transistor (NPN)	Q1, Q2 e Q3	35V / 500mA
Transistor (NPN)	Q4	65V / 500mA
Transformador	T1	Núcleo: E 20 IP12 Np = 18 espiras (30AWG) Ns = 202 espiras (30AWG)

C.2. Foto do conversor em meia ponte de 150 W

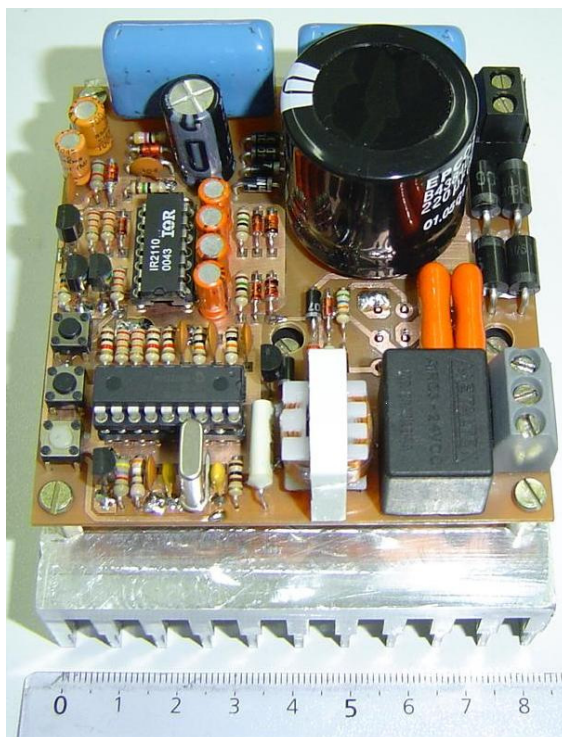


Fig. C.2 – Foto do conversor em meia ponte.

ANEXO D.

Conversor em meia ponte de 150 W com circuito de ignição diferenciado

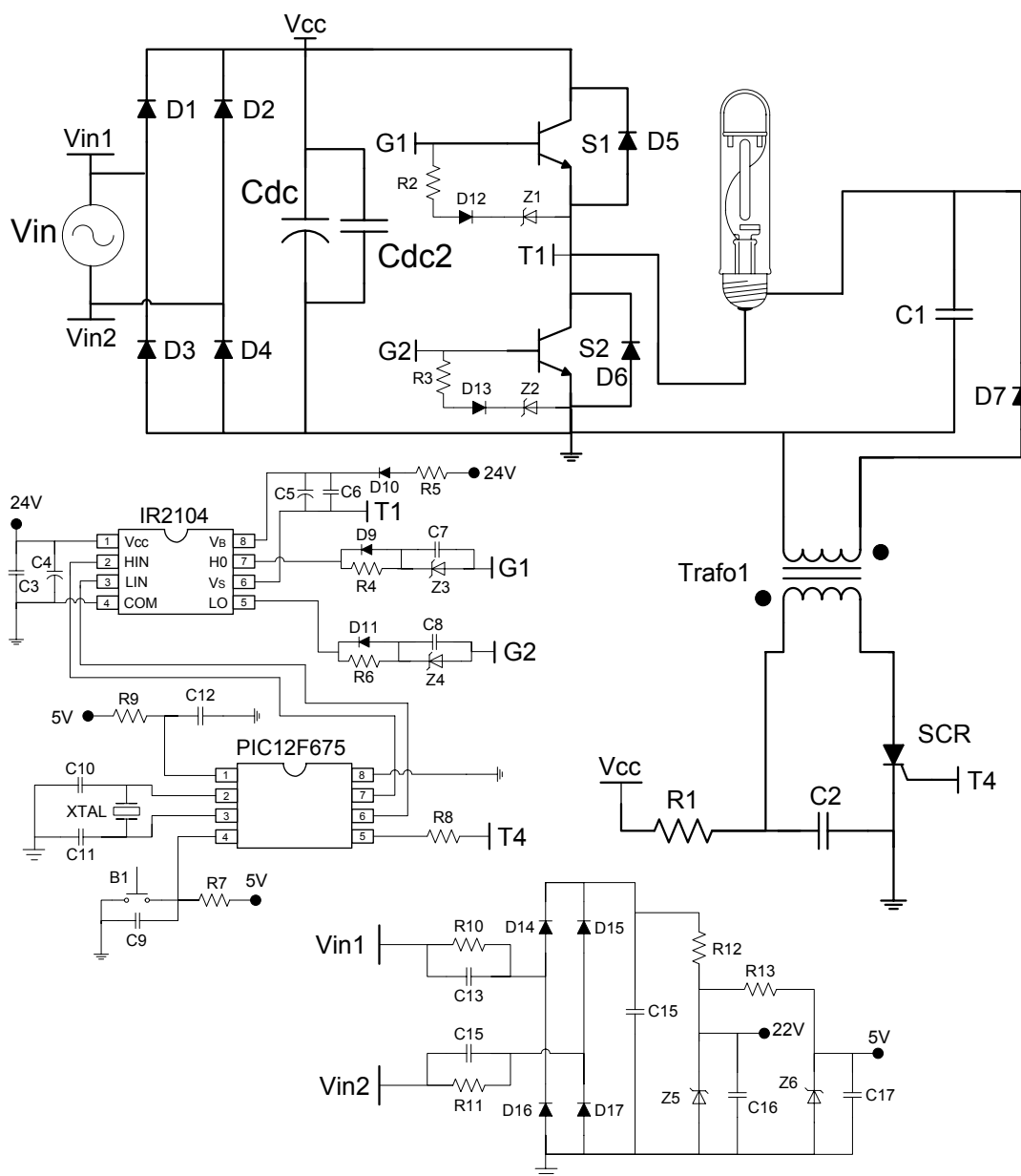


Fig. D.1 – Diagrama esquemático do conversor em meia ponte para lâmpadas HPS de 150 W com circuito de ignição diferenciado.

D.1. Lista de componentes

COMPONENTE	REFERÊNCIA	ESPECIFICAÇÃO
Capacitor de polipropileno	C1	22nF / 5kV
Capacitor polipropileno	C2	470nF / 220V
Capacitores eletrolíticos	C4, C5, C7 e C8	10uF / 25V
Capacitores cerâmicos	C3 e C6	100nF / 25V
Capacitores cerâmicos	C9 e C12	100nF / 25V
Capacitores cerâmicos	C10 e C11	22pF / 25V
Capacitor de polipropileno	C13 e C14	1,5uF / 400V
Capacitor eletrolítico	C15	1000uF / 25V
Capacitor eletrolítico	C16	100uF / 25V
Capacitor eletrolítico	C17	47uF / 16V
Capacitor eletrolítico	Cdc	220uF / 400V
Capacitor polipropileno	Cdc2	470nF / 400V
Diodos retificadores (1N5405)	D1, D2, D3 e D4	500V / 3A
Diodo rápido	D5, e D6	Intrínseco ao MOSFET
Diodo (RK600A)	D7	150mA / 6kV
Diodo (MUR180)	D10	1A / 500V
Diodo (1N4148)	D9, D11, D12 e D13	75V / 30mA
Diodo (1N4007)	D14, D15, D16 e D17	1A / 500V
Diodo zener	Z1 e Z2	15V / 1W
Diodo zener (1N4730)	Z3 e Z4	7V
Diodo zener	Z5	22V / 3W
Diodo zener	Z6	5V / (1/2)W
Drives	IR2104	
Microcontrolador	PIC 12F675	
Interruptores (IRFP460)	S1 e S2	500V / 20A
Oscilador	XTAL	20MHz
SCR	SCR	MCR22-8
Resistor	R1	22k Ω / 3W
Resistores	R2 e R3	10k Ω / (1/3)W
Resistores	R4, R5 e R6	15 Ω / (1/3)W
Resistor	R7	1k Ω / (1/3)W
Resistor	R8	100 Ω / (1/3)W
Resistor	R9	3,9 Ω / (1/3)W
Resistores	R10 e R11	220k Ω / (1/3)W
Resistor	R12	22 Ω / 1W
Resistor	R13	1,5k Ω / (1/3)W
Transformador	T1	Núcleo: E 20 IP12 Np = 13 espiras (30AWG) Ns = 250 espiras (30AWG)

D.2. Foto do conversor meia ponte de 150 W com circuito de ignição diferenciado.

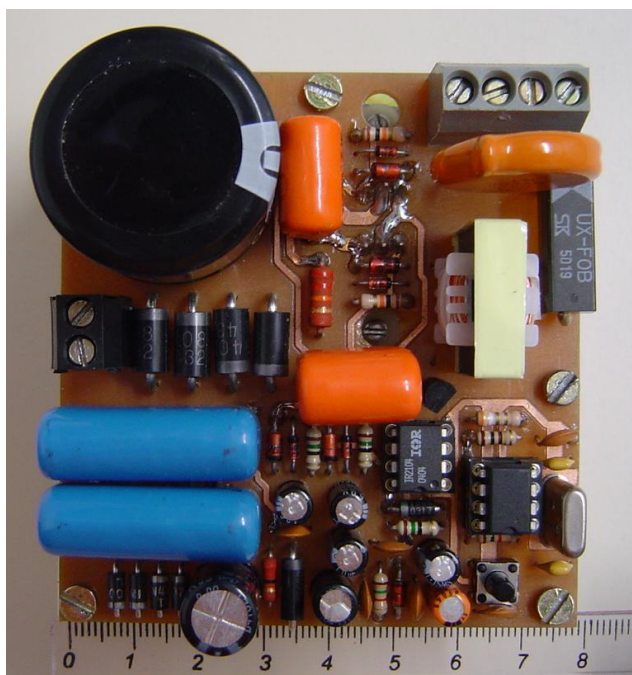


Fig. D.2 –Foto do conversor em meia ponte com circuito de ignição diferenciado.

ANEXO E.

Conversor em meia ponte de 600 W

O conversor utilizado para a lâmpada HPS de 600W não apresenta significativa alteração em relação ao conversor utilizado para 150 W. A utilização do conversor meia ponte para maiores potências não implica num aumento significativo do seu volume, pois um dos elementos responsável pelo aumento do volume com o aumento da potência nos reatores eletrônicos é o indutor ballast.

Para realizar a correção do fator de potência e regulação da tensão de alimentação da lâmpada utilizou-se como estágio de entrada um pré-regulador Boost operando na frequência de 100 kHz com tensão de saída de 380 V. O diagrama do circuito de potência desse conversor é apresentado na Fig. E.1. O diagrama esquemático completo do conversor proposto é apresentado na Fig. E.5.

Para realizar a correção do fator de potência utilizou-se o circuito integrado UC3854.

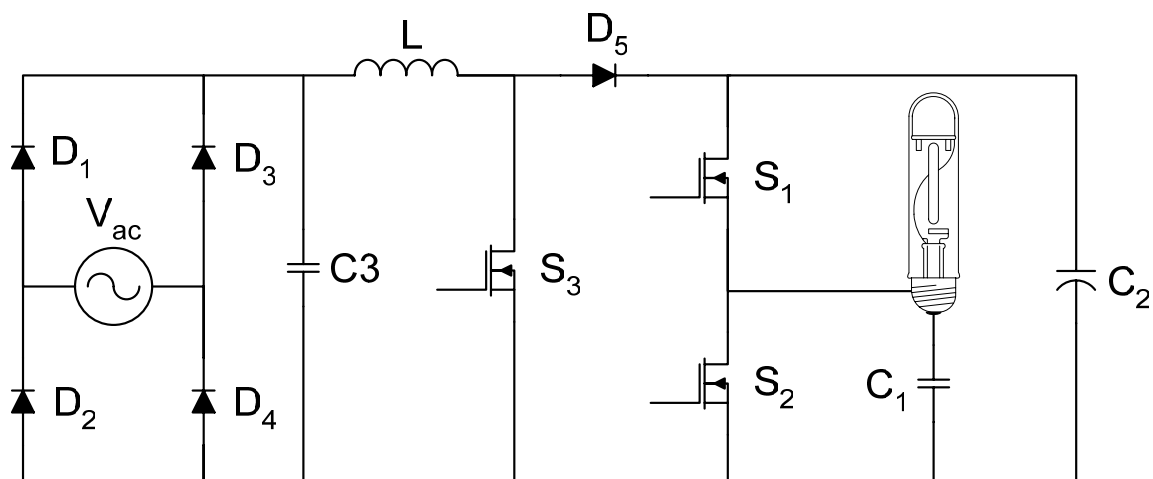


Fig. E.1 – Conversor meia ponte com pré-regulador Boost PFC para lâmpadas HPS de 600W.

Através da Fig. E.2 verifica-se que o capacitor C_1 de 100 nF é apropriado quando operando próximo dos 50 kHz. Esse valor de capacitância foi utilizado para alimentar a lâmpada de 150 W, porem a tensão de alimentação desse conversor é maior.

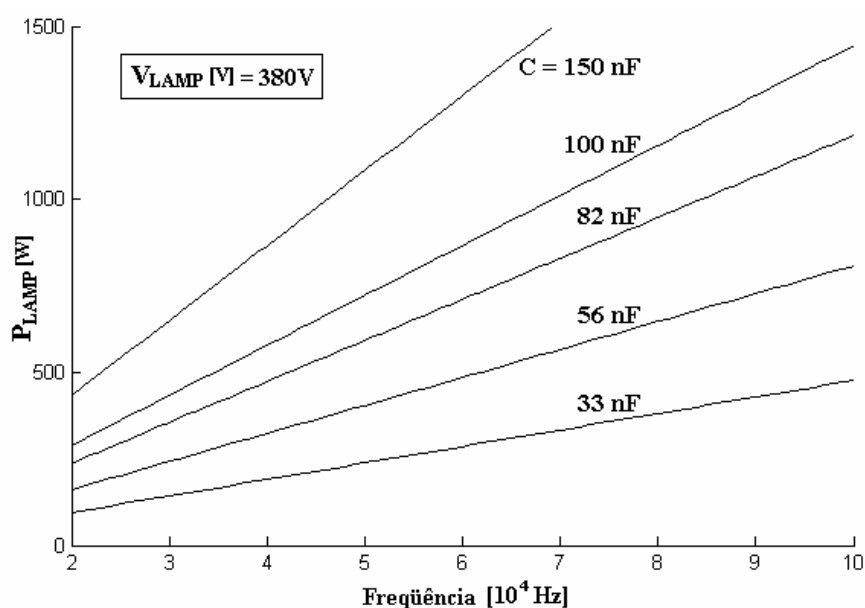


Fig. E.2 – Comportamento da potência em função da frequência dos pulsos para diferentes capacitâncias e uma tensão de 380 V.

A Fig. E.3 apresenta o conversor de 600 W implementado com pré-regulador Boost.

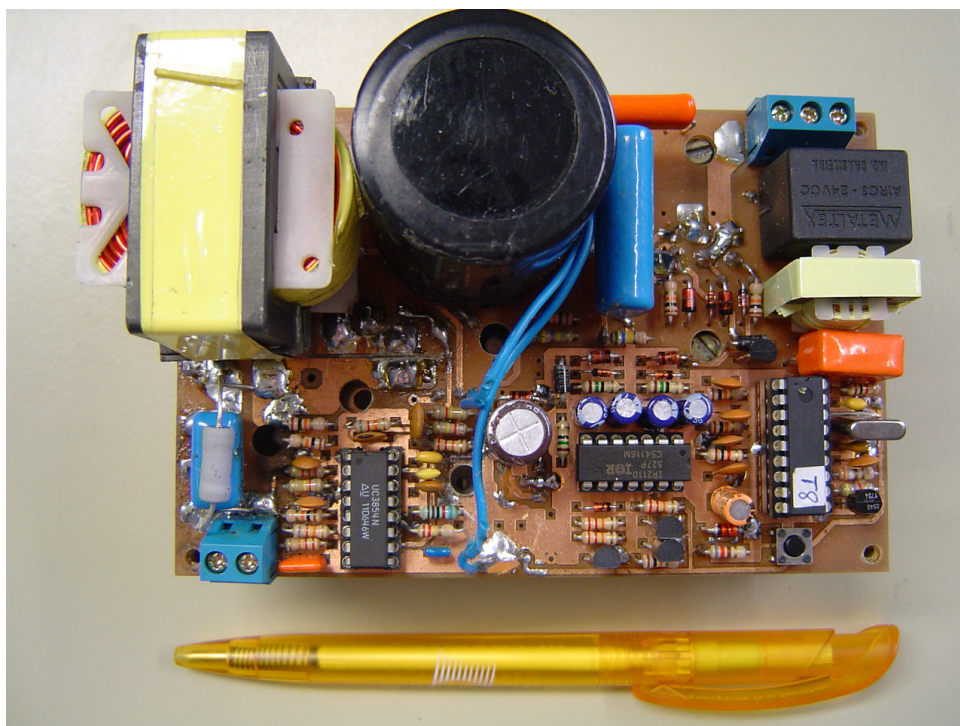


Fig. E.3 – Foto do conversor de 600 W implementado.

E.1.Lista de componentes

COMPONENTE	REFERÊNCIA	ESPECIFICAÇÃO
Capacitor de polipropileno	C1	100nF / 600V
Capacitor polipropileno	C3	470nF / 400V
Capacitores eletrolíticos	C4, C5, C6 e C7	10uF / 25V
Capacitores cerâmicos	C8, C13, C9 e C10	100nF / 25V
Capacitores cerâmicos	C11 e C12	22pF / 25V
Capacitor eletrolítico	C14	470uF / 30V
Capacitor eletrolítico	C15	47uF / 16V
Diodo (1N4148)	D1, D2, D9, D11 e D12	75V / 30mA
Diodo rápido (MUR180)	D5, D6 e D10	1A / 500V
Diodo (1N4007)	D8	1A / 1000V
Diodo zener	Z1 e Z2	9V / 1W
Diodo zener	Z3 e Z4	15V / 1W
Diodo zener	Z5	5V / (1/2)W
Diodo zener	Z6	22V / 1W
Drives	IR2110	
Microcontrolador	PIC 16F716	
Interruptores	S1 e S2	500V / 20A
Oscilador	XTAL	20MHz
Relé	Relé 1	-
SCR	SCR	MCR22-8
Resistor	R1	680k Ω / (1/3)W
Resistores	R2, R3, R9, R11 e R13	10k Ω / (1/3)W
Resistores	R4, R5 e R6	15 Ω / (1/3)W
Resistor	R7, R10 e R12	22k Ω / (1/3)W
Resistor	R8	1k Ω / (1/3)W
Resistor	R14	100 Ω / (1/3)W

E.3. Diagrama esquemático do reator eletônico de 600 W

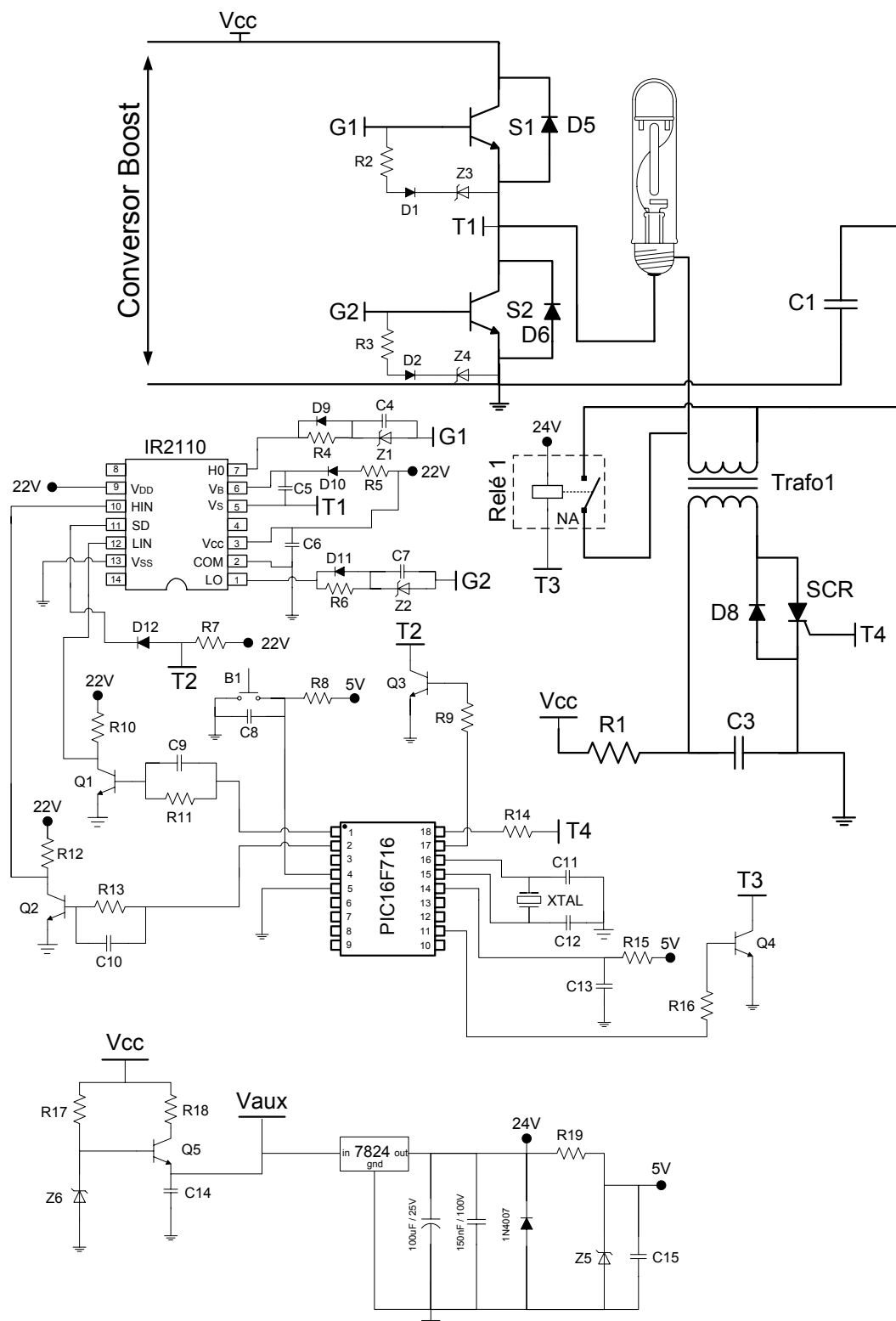


Fig. E.5 – Diagrama esquemático do conversor em meia ponte para lâmpadas HPS de 600 W.

ANEXO F. Equipamento utilizado para medição da interferência eletromagnética

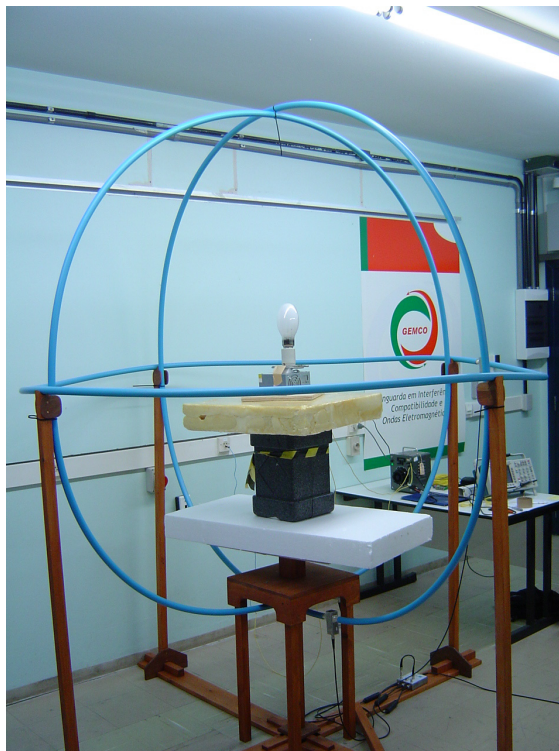


Fig. F.1 – Fotos das antenas de Van Veen para medição da emissão radiada.

ANEXO G. Esfera de integração utilizada para medição das características calorimétricas da lâmpada

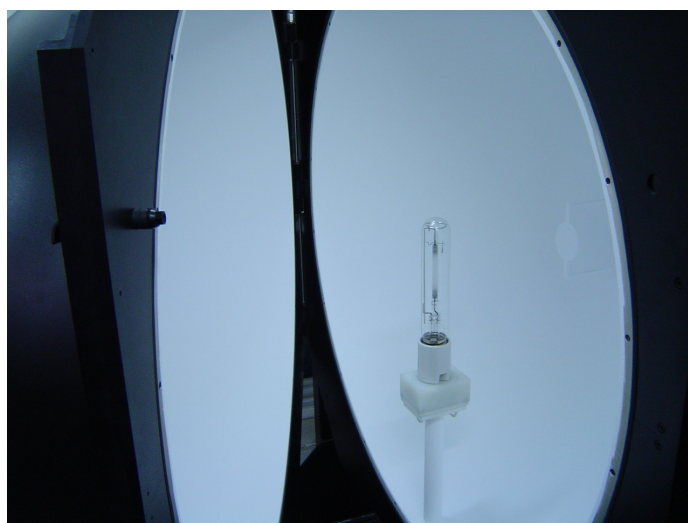


Fig. G.1 – Foto da esfera de integração.

Referências Bibliográficas

Referências bibliográficas usadas no desenvolvimento do modelo da lâmpada vapor de sódio de alta pressão

- [1] BEN-YAAKOV, S. AND SHVARTSAS, M., A SPICE Compatible Model of High Intensity Discharge Lamps, *PESC 99*, Vol. 2, pp. 1037-1042, 1999.
- [2] CHALEK, C. L., KINSINGER, R. E., A Theoretical Investigation of the Pulsed High-Pressure Sodium Arc. *J. Appl. Phys.*, vol. 52, pp. 716-723, 1981.
- [3] CORREA, J. PONCE, M. ARAU, J. AND ALONSO, J. M., Modeling of Low Power Metal-Halide and HPS Lamps Operated at High Frequency, *CIEP-2002*, pp. 233-238, 2002.
- [4] DAKIN, J. T., RAUTENBERG, T. H., Frequency Dependence of the Pulsed High-Pressure Sodium Arc Spectrum. *J. Appl. Phys.*, vol. 56, pp. 118-124, 1984.
- [5] FERRERO, F. J. BLANCO, C. PEREZ, M. A. VEGA, M. G. AND SECADES, M. R., A PSpice Model for HPS Lamps Operated at High Frequency, *IEEE - Industry Applications Conference*, vol. 5, pp. 3423-3427, 2000.
- [6] FROST, L. S., AND PHELPS, A. V., Momentum-Transfer Cross-Sections for Slow Electrons in He, Ar, Kr, and Xe from Transport Coefficients. *Physical Review*, vol.136, pp. A1538-A1545, 1964.
- [7] GOTTSCHLING, W., GÜNTHER, K., KLOSS, H. G., RADTKE, R., SERIK, F., High Pressure Sodium Vapor Lamp. U.S.Patent 4.963.796, 1990.
- [8] GRIFFITHS, D. V., SMITH, I. M., *Numerical Methods for Engineers: a Programming Approach*. London, Blackwell Scientific Publications, 1991.

- [9] GROOT, J. J., AND VLIET, J. A. J. M. VAN, *The High Pressure Sodium Lamp*. London, Mac Millan Educational, 1986.
- [10] GROOT, J. J., AND VLIET, J. A. J. M. VAN, The Measurement and Calculation of the Temperature Distribution and the Spectrum of High-Pressure Sodium Arcs. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, Vol. 8, pp 651-662, 1975.
- [11] HALLIDAY, D., RESNICK, R., WALKER, J., *Fundamentos de Física Gravitação, Ondas e Termodinâmica*. Ed. LTC-Livros técnicos e científicos, Rio de Janeiro, 1996.
- [12] HARTEL, G., SCHÖPP, H., HESS, H., HITZSCHKE, L., Radiation from an Alternating Current High Pressure Mercury Discharge: A Comparison Between Experiments and Model Calculations. *J. Appl. Phys.*, vol. 85, pp. 7076-7088, 1999.
- [13] INCROPERA, F. P., DEWITT, D. P., *Fundamentos de Transferência de Calor e de Massa*. Ed. LTC-Livros técnicos e científicos, Rio de Janeiro, 1992.
- [14] LOWKE, J. J., ZOLLWEG, R. J., AND LIEBERMANN, R. W., Theoretical Description of ac Arcs in Mercury and Argon. *J. Appl. Phys.*, vol. 46, pp. 650-660, 1974.
- [15] NAKAMURA, Y., AND LUCAS, J., Electron Drift Velocity and Momentum Cross-Section in Mercury, Sodium and Thallium Vapours. II. Theoretical. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 11, pp. 337-345, 1978.
- [16] PROUD, J. M., AND LUESSEN, L. H., *Radiative Processes in Discharge Plasmas*. NATO ASI Series, Series B: Physics Vol. 149, Plenum Press 1985.
- [17] SMITH, G. D., *Numerical Solution of Partial Differential Equations*. London, Oxford University Press, 1971.
- [18] SPITZER, L. JR., *Physics of Fully Ionized Gases*. Interscience, New York, 1961.

[19] STORMBERG, H. P., AND SCHÄFER, R., Time-Dependent Behavior of High-Pressure Mercury Discharges. *J. Appl. Phys.*, vol. 54, pp. 4338-4347, 1983.

[20] ZELJKA, M., AND VEZA, D., The Line Shape of Sodium $n^2S_{1/2} - 3^2P_{1/2,3/2}$ Transitions in Na-Cd High Pressure Discharge. *Fizika*, vol. A10, pp. 129-140, 2001.

[21] WEI, Y. AND HUI, S. Y. R., A Universal PSpice Model for HID Lamps, *IAS Annual Meeting-2002*, vol. 2, pp. 1475-1482, 2002.

Características da lâmpada vapor de sódio de alta pressão com a alimentação pulsada

[22] JOHNSON, P. D., AND RAUTENBERG, T. H., Spectral Change Mechanism in the Pulsed High-Pressure Sodium Arc. *J. Appl. Phys.*, vol. 50, pp. 3207-3211, 1979.

[23] KAISER, W. *Alimentação Pulsada de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão*. Tese (Livre Docencia em Engenharia) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2001.

[24] OSTEEN, M. M., Color Improvement of High Pressure Sodium Vapor Lamp by Pulsed Operation. U.S. Patent 4.137.484, 1979.

[25] PACHOLOK, D. R., Ballast for High Intensity Discharge Lamps. U.S. Patent 4.904.903, 1990.

Ressonância acústica

[26] ANDRÉ, A. S. *Sistemas Eletrônicos Para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão*. Tese de doutorado – Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

[27] YAN, W., HO, Y. K. E., HUI, S. Y. R., Investigation on Methods of Eliminating Acoustic Resonance in Small Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamp. *IEEE - Transactions on Industry Applications*, vol. 37, N. 5, pp.1522-1530, Sept./Oct. 2001.

[28] STORMBERG, H. P., SCHAEFER, R., Excitation of Acoustic Instabilities in Discharge Lamps with Pulsed Supply Voltage. *Lighting Research and Technology*, vol. 15, N. 3, pp.127-132, May 1983.

[29] WITTING, H. L., Acoustic Resonances in Cylindrical High-Pressure Arc Discharges. *J. Appl. Phys.*, vol. 49, pp. 2680-2683, 1978.

Normas

[30] CISPR 15 - *Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipmen*, 2005.

[31] NBR 13593 – *Reatores e ignitor para lâmpadas a vapor de sódio a alta pressão*, 2003.

[32] NBR 662 – *Lâmpadas a vapor de sódio a alta pressão*, 1997.

Vida útil da lâmpada com a alimentação pulsada

[33] ANDERS, A., JÜTTNER, B., Cathode Mode Transition in High-Pressure Discharge Lamps at Start-up. *Lighting Research and Technology*, vol. 22, N. 2, pp. 111-115, 1990.

[34] ANDERS, A., Electrode Behaviour of Pulsed High-Pressure Sodium Lamps. *Lighting Research and Technology*, vol. 23, N. 1, pp. 81-84, 1991.

Estágio pré-regulador e outras informações pertinentes ao trabalho

[35] BROWN, R., SOLDANO, M., PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC. *International Rectifier Application Note AN-1077*, 2005.

[36] GERGES, SAMIR, N. Y., *Ruído: Fundamentos e Controle*. Ed. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1992.

[37] JK CONSULTING, *Color Rendering Index*. <http://www.kruschwitz.com/cri.htm>.

[38] SHVARTSAS, M., BEM-YAAKOV, S., An Electronic ballast for fluorescent lamps with no series passive elements. *Applied Power Electronics Conference and Exposition* pp. 670-675, 2001.

[39] WATANABE, E. H., STEPHAN, R. M., Potência Ativa e Reativa Instantâneas em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas. *Revista da SBA: Controle e Automação*, Vol. 3, N. 1, março/abril 1991.

Interferência eletromagnética

[40] LIZ, M. B., *Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes chaveadas*. Tese de doutorado – Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.